TV
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

Anno XXXIV - Maggio 1962
NUMERO 5
LIRE 350

dott. ing. Alessandro Banfi

La televisione mondiale mediante satelliti terrestri

La stampa quotidiana, nonchè il telegiornale, ci hanno già dato notizia dei prossimi esperimenti di trasmissioni TV fra l'America e l'Europa mediante il satellite TELSTAR.

Il problema delle telecomunicazioni intercontinentali mediante satelliti terrestri è attualmente oggetto di grande interesse negli ambienti elettronici tanto da essere stato il massimo argomento discusso nel recente simposio internazionale di Montreux, del quale riferiamo in altra parte di questo numero.

Sono stati anche presi accordi fra gli Enti televisivi europei per un contributo finanziario e per la disciplina di questo genere di trasmissioni via catena Eurovisione.

E' bene però che il pubblico non si faccia soverchie illusioni sui primi risultati di queste trasmissioni.

Anzitutto si tratta della prima prova pratica estensiva di tale sistema e tutti sappiamo che i primi risultati servono di base ai successivi perfezionamenti ed elaborazioni per lo sviluppo del sistema stesso.

Inoltre il satellite Telstar, che ha richiesto oltre due anni di studi alla American Telephone and Telegraph Co. per la sua realizzazione, è di dimensioni e prestazioni modeste, e verrà messo in orbita ad una distanza media dalla terra di circa 2500 km, con un periodo orbitale di poco più di due ore. In tali condizioni la sua permanenza visibile su una località ricevente europea sarà di 20 minuti.

Ciò significa che solamente per 20 minuti ogni due ore si potrà effettuare il collegamento America-Europa.

Le prime prove, agli inizi del prossimo mese di Luglio, si effettueranno ricevendo i segnali trasmessi da Andover negli U. S. A., dal Centro Inglese di Joddrel Bank, collegato con la rete eurovisiva.

Ciò naturalmente se tutto andrà bene e se le immagini saranno sufficientemente nitide o comunque accettabili anche come primo risultato sperimentale.

E' comunque in studio avanzato un altro progetto di ben maggiore portata che dovrebbe consentire il collegamento ininterrotto America-Europa e successivamente fra tutti i punti del globo terrestre.

Trattasi dell'impiego dei satelliti cosidetti stazionari perchè appaiono immobili rispetto alla terra, intorno alla quale ruotano con la stessa velocità angolare, ad una distanza media di circa 36.000 km.

Con tre di tali satelliti equidistanziati su un'orbita equatoriale, si può coprire tutta la superficie utile della terra.

Naturalmente, data la grande distanza, occorrerà che la potenza del ripetitore a bordo del satellite sia dell'ordine di una diecina di watt od anche più ciò che richiede una certa disponibilità di energia primaria ottenibile, si pensa, con speciali generatori nucleari (SNAP) attualmente in esperimento.

Con queste ed altre esigenze ausiliarie, il satellite assumerà dimensione di qualche rilievo il che richiederà un razzo di lancio piuttosto elaborato.

Questi problemi, in aggiunta a quelli della precisa messa in orbita continuamente controllabile, sono attualmente allo studio presso alcune grandi organizzazioni private (la General Telephone, la Hughes Aircraft, la R.C.A.) in collaborazione con l'Ente Spaziale governativo N.A.S.A. e si stima che prima del 1964 si possa sperimentare una trasmissione con satelliti stazionari.

Comunque si farà tesoro delle esperienze maturate nel frattempo col Telstar ed altri eventuali progetti successivi.

E' chiaro pertanto che pur iniziando fra poco le prime prove di telecomuni-

(il testo segue a pag. 274)

dott. ing. Paolo Quercia

Il diodo tunnel, amplificatore a basso rumore ed elemento di commutazione

(parte prima di tre parti)

Il diodo tunnel è un elemento semiconduttore presentante molte caratteristiche interessanti che si possono così riassumere:
(a) *Possibilità di funzionamento alle alte ed altissime frequenze;* (b) *Notevole insensibilità alla temperatura;* (c) *Alta resistenza all'azione delle radiazioni nucleari;* (d) *Basso rumore;* (e) *Minima energia necessaria per il funzionamento;* (f) *Piccolissime dimensioni.*
Le proprietà enunciate lo rendono utilizzabile in svariate applicazioni le più interessanti fra le quali sono il funzionamento del diodo tunnel come amplificatore a basso rumore anche nella banda da VHF e UHF e superiori, come elemento di commutazione nei circuiti logici.

Fig. 1

Fig. 2.1

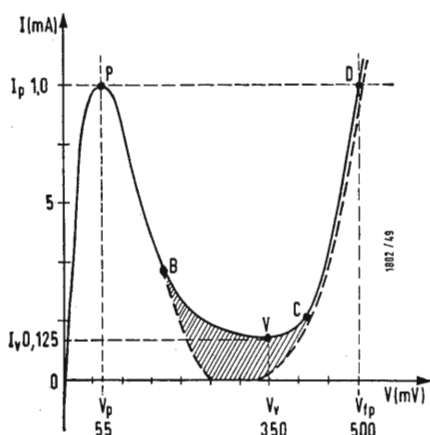
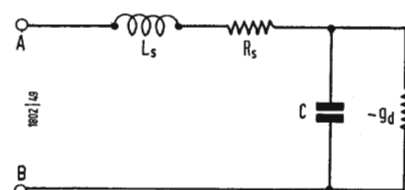
1. - CARATTERISTICHE DI UN DIODO TUNNEL

Il diodo tunnel è costituito da una sottilissima giunzione, che polarizzata direttamente, presenta nella sua caratteristica voltampermetrica un ramo a resistenza negativa, legato al meccanismo quantistico dell'attraversamento da parte degli elettroni del sottilissimo strato p. n. della giunzione.

Esaminiamo la caratteristica voltampermetrica, fig. 1.

Nel primo tratto OP abbiamo un andamento positivo della curva fino al punto $P \equiv (V_p, I_p)$ (Peak Point).
Nel tratto PB si manifesta la caratteristica negativa con andamento relativamente lineare. Oltre la curva B, continua a scendere fino ad un minimo (Valley Point) $V \equiv (V_v, I_v)$.

Nel tratto CD il diodo presenta una caratteristica analoga ad un diodo normale. Un punto notevole è $D \equiv (V_{fp}, I_{fp})$ (Forward Point) che fornisce la tensione necessaria per ottenere la corrente analoga a quella di picco (Punto P) quando però il diodo tunnel si comporta come un diodo normale. (Tratto a resistenza positiva). Il tratto BC ha un andamento anomalo rispetto alle previsioni tecniche, (linea tratteggiata), però non presenta particolare interesse da un punto di vista applicativo.

I punti $P \equiv (V_p, I_p)$
$V \equiv (V_v, I_v)$
$D \equiv (V_{fp}, I_{fp})$

sono particolarmente importanti ed i valori corrispondenti della tensione e corrente, caratteristici per ogni tipo di diodo, vengono forniti dalle case costruttrici.

I valori della corrente di picco I_p possono essere fissati tecnologicamente, mentre la tensione di picco V_p e la tensione di minimo V_v, e la tensione V_{fp} sono caratteristici del materiale impiegato nella costruzione del diodo tunnel.

Per il germanio a 25° abbiamo rispettivamente le tensioni 55 mV, 350 mV e 500 mV.

2. - CIRCUITO EQUIVALENTE DI UN DIODO TUNNEL E FREQUENZE LIMITI

2.1. - Il circuito equivalente di un diodo tunnel polarizzato nella zona di caratteristica negativa è rappresentato in fig. 2. 1.

La induttanza L è dovuta essenzialmente alla induttanza dei terminali di connessione ed è generalmente piccola.

Il valore, molto piccolo, di R_s è dovuto alla resistenza del materiale semiconduttore.

La capacità C è dovuta alla capacità della giunzione ed in parte molto minore alla capacità dei collegamenti e dell'involucro. La capacità risulta pure funzione della tensione di polarizzazione.

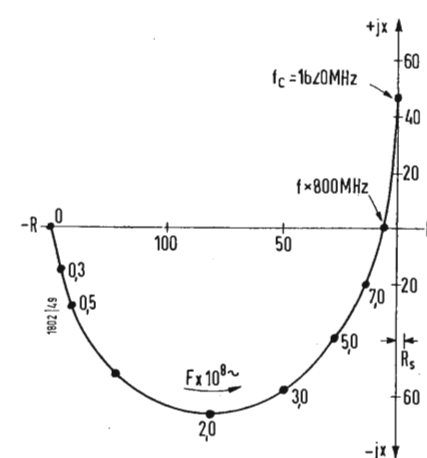



Fig. 2.2

La conduttanza negativa $-g_d = di/dv$ è data dalla pendenza della caratteristica negativa nel punto di funzionamento scelto.

Il valore della conduttanza negativa è indipendente dalla frequenza (per $f < 10^4$ GHz che è un valore estremamente elevato rispetto alle normali frequenze di utilizzazione.

2.2 - I limiti di frequenza in un diodo tunnel sono determinati dai valori degli elementi parassiti R_s, C, L_s.

Scriviamo l'equazione dell'impedenza vista ai morsetti AB del circuito equivalente del diodo tunnel (fig. 2*a*) (polarizzato nel tratto di caratteristica negativa).

Per $f < f_x$ il diodo tunnel si comporta come una capacità.
Per $f > f_x$ il diodo tunnel si comporta come una induttanza.
Ambedue i valori di f_c e f_r sono funzioni della tensione di polarizzazione.
Il valore massimo di f_c e di f_r per i diodi commerciali attualmente repe-ri bili sono:

$f_c \sim 5$ GHz (kMHz)
$f_r \sim 2$ GHz.

Viene considerata anche la relazione

$$\frac{|-g_d|}{C} = \sim 1{,}5 \cdot 10^{10} \text{ sec}$$

detta fattore di merito del diodo.

$$j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C - |-g_d|} = R + jX \qquad (2.2\text{-}1)$$

$$R_e(z) = R = R_s - \frac{|-g_d|}{g_d^2 + \omega^2 C^2} \qquad (2.2\text{-}2)$$

$$I_m(z) = X = \omega\left[L_s - \frac{C_d}{g_d^2 + \omega^2 C^2}\right] \qquad (2.2\text{-}3)$$

Affinché il diodo presenti il tratto di caratteristica negativa deve essere $|-g_d| > R$
Consideriamo la parte reale della (2.2-1)

Per $\omega = 0$ $\qquad R_e(z) = R_s - \dfrac{1}{g_d}$

Al crescere di ω, $R_e(z)$ aumenta in maniera monotòna.
Infatti al crescere di ω aumenta il denominatore di $R_e(z)$ (cioè la parte negativa della conduttanza negativa prevale sempre meno rispetto ad R_s).
Ad una certa frequenza diventa $R_e(z)$ uguale a 0.
Tale frequenza risulta:

$$f_c = \frac{|-g_d|}{2\pi C}\sqrt{\frac{1}{R_s|-g_d|} - 1} \quad \text{frequenza di taglio (freq. critica)} \qquad (2.2\text{-}4)$$

Per $f > f_c$, $R_e(z)$ diventa positiva e si viene a perdere l'andamento negativo della caratteristica voltampermetrica (il diodo non può più amplificare).
Riassumendo
per $f < f_c$ $\quad Z = -R + jX$
per $f > f_c$ $\quad Z = R + jX$
Calcoliamo come in precedenza la frequenza alla quale $I_m(Z_d) = 0$.
Risulta:

$$f_x = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{|-g_d|^2}{C^2}} = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{C}{L} - g_d^2} \qquad (2.2\text{-}5)$$

3. - CONSIDERAZIONI SUI DIPOLI AVENTI RESISTENZA NEGATIVA. PROPRIETA AMPLIFICATRICI DEL DIODO TUNNEL

3.1. - Una resistenza positiva dissipa energia, dualmente una resistenza del diodo tunnel.

Consideriamo un generatore di corrente sinusoidale avente una conduttanza interna g_g ed una corrente impressa i che fornisce una corrente i_l al carico g_l (fig. 3.1).
Supponiamo di fare variare il carico g_l in modo da rendere massima la potenza dissipata in esso (il generatore a sua volta fornisce la massima potenza che può erogare su di un carico).
La condizione di massima potenza si ottiene come è noto ponendo $g_g = g_l$.
In queste condizioni la corrente si ripartisce ugualmente nelle due resistenze g_g e g_l

$$i_g = i_l = \frac{i}{2}$$

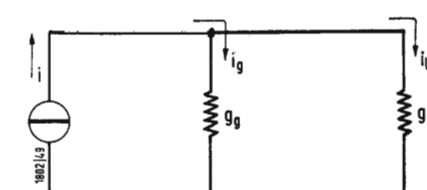



Fig. 3.1

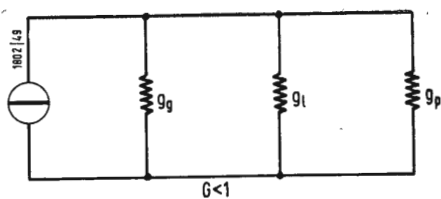



Fig. 3.2

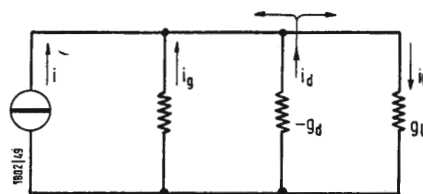



Fig. 3.3

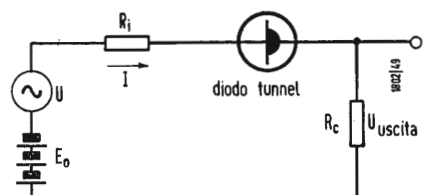



Fig. 3.4

Pa potenza P_{lmax} nella resistenza di carico diventa

$$P_{lmax} = \left(\frac{i}{2}\right)^2 \frac{1}{g_l} = \frac{i^2}{4\,g_l} = \frac{i}{4\,g_g} \qquad (3.1\text{-}1)$$

P_l rappresenta anche la massima potenza che si può estrarre da un dato generatore (caratterizzato da i e g_g).
Sia P_l, la potenza dissipata in una generica conduttanza $g_l \neq g_g$
Consideriamo il rapporto:

$$G = \frac{P_l}{i^2/4\,g_g} \quad [(G = 1 \text{ per } g_g = g_l) \qquad (3.1\text{-}2)$$

Tale rapporto $G \leq 1$ confronta la potenza disponibile sul carico, con quella massima che, in caso di adattamento ottimo, si potrebbe disporre con quel generatore.

3.2. - Consideriamo il circuito in fig. 3.1.
Si è visto che per $g_l \neq g_g$ si ha: $G < 1$.
Consideriamo il circuito di fig. 3.2 e poniamo in parallelo a g_g e g_l un'altra conduttanza positiva g_p.
Una parte della corrente i del generatore scorrerà in questa conduttanza quindi risulterà in ogni caso (1):

$$G = \frac{P_l}{i^2/4\,g} < 1$$

P_l = potenza sul carico utile g_l

Pensiamo di sostituire alla conduttanza positiva g_p una conduttanza negativa ($-g_p$) (fig. 3.3).
La conduttanza negativa ($-g_d$) si comporta come un generatore e introduce corrente nel circuito.
La corrente generata da ($-g_d$) si ripartisce fra g_g e g_l.
Si può avere che, con l'incremento di corrente i_d dovuto a $-g_d$ diventi $i_l = i/2$ (condizione per $G = 1$) od anche $i_l > i/2$ che porta a $G > 1$.
Rimane così dimostrata la possibilità di un guadagno di potenza mediante l'inserzione di una conduttanza negativa.

3.3 - Consideriamo nuovamente il rapporto $G = P_l/i^2/4\,g_g$
Nel nostro caso abbiamo

$$G = \frac{i_l/g_l}{i^2/4\,g_g} = \frac{4\,g_g\,g_l}{(g_g + g_l - g_d)^2} \qquad (3.3\text{-}1)$$

Quando $(g_g + g_e) = (g_d)$ il denominatore va a zero e $G \to \infty$.

(1) Si può avere al più un adattamento fra $g_g + g_l$ come si è detto.

In queste condizioni si ha manifestatamente instabilità.
Per ottenere una amplificazione stabile occorre $g_g + g_l > g_d$, e per avere un guadagno sufficientemente elevato $g_g + g_l$ deve essere appena più grande di g_d.
3.4. - Per chiarire ulteriormente il funzionamento del diodo tunnel come amplificatore si può considerare lo schema di fig. 3.4.
E_0 è un generatore di corrente continua per la polarizzazione del diodo tunnel necessaria per portarlo nel punto di lavoro della sua caratteristica desiderata V_0, I_0.
U è un generatore di tensione alternata, cioè il generatore di segnale, avente la seguente relazione:
Si può scrivere la seguente relazione:
$I(U + E_0) = I^2 R_l + I\,\varphi(I) + I^2 R_g$
essendo $V = \varphi\,(I)$ l'espresione analitica della caratteristica voltampermetrica del diodo tunnel nel punto prescelto. La funzione $\varphi\,(I)$ non è in effetti lineare, ma per piccoli segnali, si può considerare tale nell'interno del punto di polarizzazione prescelto V_0, I_0.
La corrente totale I che circola nella maglia (fig. 3.4) è risultante di due componenti, una continua I_0 (dovuta alla polarizzazione) ed una alternata i (dovuta al segnale).
Si può scrivere la seguente relazione esprimente il bilancio energetico, considerando il valore medio esteso ad un periodo, fra la potenza fornita al circuito dal generatore continuo E_0 ed il generatore di segnale u e la potenza totale dissipata nei vari elementi presenti nel circuito (fig. 7):

$$I_0 E_0 + iu = [I^2_0 R_l + i^2 R_l] + [I_0\,\varphi\,(I_0) + i^2 \cdot \varphi'\,(I_0)] + [I^2_0 R_g + i^2 R_g] \qquad (3.4\text{-}1)$$

Potenza fornita al circuito	Potenza dissipata sul carico	Potenza dissipata sul diodo tunnel	Potenza dissipata sul generatore

$\varphi'(I_0)$ = resistenza differenziale del diodo tunnel nel punto di lavoro;

$I_0\,\varphi(I_0) + i^2\,\varphi'(I_0)$ = potenza totale dissipata sul diodo tunnel.

Avendo assunto lineare la caratteristica $\varphi\,(I)$, la sovrapposizione della frequenza di segnale, non altera la potenza continua $I_0\,\varphi(I_0)$ dovuta alla polarizzazione dissipata sul diodo tunnel, che rimane costante durante il processo di amplificazione.
Con questa premessa se si sceglie il punto di fonzionamento del diodo tunnel, polarizzando opportunamente, nel tratto di caratteristica negativa (fig. 1, tratto PB), si ha $\varphi'(I_0) < 0$.
Quindi, con il segnale inserito, la potenza dissipata sul diodo:

$$I_0\,\varphi(I_0) + i^2\,\varphi'(I_0) \qquad (3.4\text{-}2)$$

diventa:

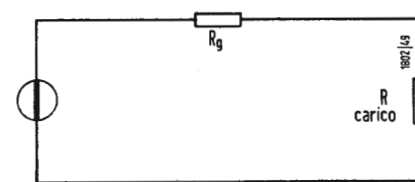



Fig. 4.1

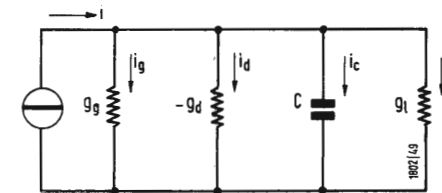



Fig. 5.1

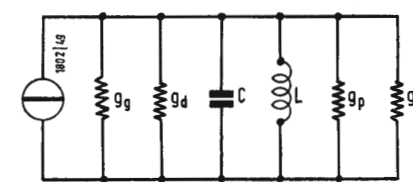



Fig. 5.2

$$I_0\,\varphi(I_0) - i^2\,\varphi'(I_0) \qquad (3.4\text{-}3)$$

la curva con pendenza negativa ha derivata negativa.
cioè si ha una diminuzione della potenza dissipata, rispetto al valore

$I_0\,\varphi(I_0)$ a riposo, di $i^2\,\varphi'(I_0)$.

Questa potenza si distribuisce fra generatore e carico.
Il calcolo esposto dimostra come un elemento, avente un tratto della caratteristica voltampermetrica negativa, può trasformare la potenza continua assorbita dall'alimentazione in energia ad alta frequenza di segnale che risulta in tal modo amplificato.

4.- CONSIDERAZIONI SUL COMPUTO DELL'AMPLIFICAZIONE IN UN CIRCUITO IN CUI E INSERITO UN DIODO TUNNEL

4.1. - Il diodo tunnel è essenzialmente un bipolo. In tal caso assume un significato particolare la valutazione dell'amplificazione di potenza.
Generalmente in radiotecnica, si definisce amplificazione di potenza il rapporto fra la potenza di segnale che si estrae sul carico e la potenza che viene eccitata, nel circuito di ingresso, per effetto del generatore.
Nel diodo tunnel non si può distinguere l'ingresso dall'uscita e quindi tale definizione di amplificazione di potenza non è applicabile.

4.1.a. - È più opportuno in tal caso applicare altre definizioni di amplificazione.
Si considera il rapporto fra la potenza sul carico e quella massima che può fornire il generatore nel caso di adattamento fra generatore e carico.
Indichiamo tale amplificazione con G.
Negli schemi reali l'impedenza di ingresso può anche non essere adattata con il generatore, quindi l'amplificazione testè definita caratterizza le proprietà amplificanti di tutta la rete (generatore, amplificatore, carico) tenendo conto delle perdite di adattamento.
Questa definizione di amplificazione è particolarmente efficace perché mette in confronto le effettive doti amplificanti del quadripolo in esame.

Nel caso ad esempio in cui il quadripolo a se stante presentasse notevoli proprietà amplificanti, ma un cattivo adattamento fra generatore e carico, si avrebbe sì una notevole amplificazione della piccola potenza (piccola per effetto del disadattamento) che entra sull'amplificatore preso a sè stante, ma in effetti un guadagno totale piccolo, rispetto a quello che si può avere con un amplificatore avente un guadagno intrinseco più piccolo del precedente, ma un adattamento fra generatore e amplificatore migliore (2).

4.1.b. - Si può anche fornire un'ulteiore definizione di guadagno di potenza. In tal caso si considera il rapporto fra la potenza che si ha sul carico quando è inserito l'amplificatore (diodo tunnel) e la potenza sul carico, quando l'amplificatore non è inserito. Tale definizione è pure utilizzabile nel nostro caso perché non necessita la conoscenza della potenza sull'ingresso.
Indichiamo tale amplificazione con K.

4.1.c. - La differenza fra i due coefficienti di amplificazione G e K consiste sul fatto che per il primo abbiamo:

$$G = \frac{\text{Potenza sul carico}}{u^2/4\,R_g} = \frac{W}{u^2/4\,R_g} \qquad (a)$$

W = Potenza sul carico (con amplificatore inserito)
$u^2/4\,R_g$ = massima potenza che può fornire un generatore nel caso in cui $R_g = R_c$
per il secondo:

$$K = \frac{W}{[u/(R_g + R)]^2\,R_c} \qquad (b)$$

$[u/(R_g + R)]^2\,R_c$ = potenza sul carico senza amplificatore inserito
R_c = resistenza di carico.
Il denominatore della (a) e (b) è immediatamente deducibile osservando la fig. 4.1 in cui è rappresentato il circuito con l'amplificatore disinserito.

4.2. - Facendo il rapporto G/K si ottiene:

$$\frac{G}{K} = \frac{4\,R_g\,R_c}{(R_g + R_c)^1} = N \qquad (c)$$

Nel caso di adattamento $R_g = R_c$ $N = 1$

(2) Questa definizione è stata adottata nel paragrafo 3.3 (riferendoci al circuito parallelo).
Nella letteratura americana = Transducer gain
Nella letteratura francese = Gain composit en puissance.
Nella letteratura russa = « Nominalnii coeffizient usilienie », tradotto letteralmente « coefficiente nominale di guadagno ».
Nella letteratura tedesca = Ubertragungsgewinn.

e le due definizioni portano al medesimo valore.
Generalmente per $R_c \neq R_g$ $N < 1$
Dati R_c e R_g conoscendo G si può durre K e viceversa.
La due definizioni, vengono adoperate da vari autori nella letteratura tecnica sull'argomento.

5.1. - IL DIODO TUNNEL IN CIRCUITI AMPLIFICATORI

5.1. - Esaminiamo lo schema di figura 5.1 (si trascura l'influenza di R_s e del diodo tunnel).
Si può scrivere (somma vettoriale)

$$i = i_g + i_d + i_c + i_l$$

$$i = (i_g + i_d + i_l) + i_c$$

modulo

$$i = \sqrt{(i_g + i_d + i_l)^2 + i_c^2}.$$

Sostituendo alle correnti i corrispondenti valori delle conduttanze si può scrivere:

$$g = \sqrt{(g_g - g_d + g_l)^2 + \omega^2 C^2}$$

Ricordando la prima delle (3.3-1)

$$G = \frac{i^2{}_l/g_l}{i^2/4\,g_g}$$

e sostituendo alle corrrenti le conduttanze ad esse proporzionali:

$$i = g \text{ e } i_l = g_l$$

$$\frac{g_l^2}{g_l} \Bigg/ \frac{(\sqrt{(g_g + g_l - g_d)^2 + \omega^2 C^2}}{4\,g_g} = \frac{4\,g_g\,g_l}{(g_g + g_l - g_d)^2 + \omega^2 C^2} \qquad (5.1\text{-}1)$$

L'equazione (5.1-1) mostra che il circuito di fig. 2 si comporta essenzialmente come un amplificatore RC il cui guadagno massimo si ottiene per $\omega = 0$. Il tal caso la (5.1-1) coincide con la (3.3-1). Al crescere della frequenza l'amplificazione diminuisce.

5.2. - Larghezza di banda.

Considerando il guadagno di potenza a —3 dB del suo valore massimo si ottiene dalla (5.1-1) ponendo:

$$\omega^2 C^2 = (g_g + g_l - g_d)^2$$

$$f_c = \frac{g_g + g_l - g_d}{2\pi C} \qquad (5.2\text{-}1)$$

frequenza di taglio superiore (3).

(3) La banda è limitata alle frequenze inferiori da $f = 0$ alla quale si ha il massimo guadagno quindi la larghezza di banda varia fra 0 e f_c.

5.3. - Prodotto guadagno-larghezza di di banda.

Il prodotto guadagno-larghezza di banda si ottiene combinando l'equazione (3.3-1) con la (5.2-1):

$$\sqrt{G} \cdot f_c = \frac{2\sqrt{g_l \cdot g_g}}{(g_g + g_l - g_d)} \cdot \frac{g_g + g_l - g_d}{2\pi C} = \frac{\sqrt{g_g\, g_l}}{\pi C} \qquad (5.3\text{-}1)$$

È interessante notare che, se C rimane costante (in C è compresa la capacità della giunzione p-n del diodo tunnel che come si è osservato in principio è funzione della tensione $C = f(V)$) il prodotto guadagno larghezza di banda, è indipendentemente dal valore della conduttanza negativa del diodo. In questo semplice esempio si è trascurata l'influenza di r_s e L_s. (fig. 2.1).

5.4. - Consideriamo lo schema di figura 5.2.
Si tratta di un amplificatore accordato. Procedendo analogamente al caso precedente si ottiene

$$G = \frac{4\,g_g\,g_l}{(g_g + g_l + g_p - g)^2 + (\omega C - 1/\omega L)^2} \qquad (5.4\text{-}1)$$

Alla risonanza abbiamo

$$\omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L}$$

trascurando g_p, cioè le perdite nel circuito accordato, si ottiene:

$$G_0 = \frac{4\,g_g\,g_l}{(g_g + g_l - g_d)^2} = \frac{4\,g_g\,g_l}{g^2{}_t} \qquad (5.4\text{-}2)$$

coincidente con la (3.3-1).
La larghezza di banda a 3 dB si ottiene ponendo nella (5.4-1)

$$(g_g + g_l - g_d)^2 = \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2$$

g_p si considera trascurabile.
Con la condizione $\omega_0 \gg 2\Delta\omega$, cioè quando la larghezza di banda è piccola rispetto alla frequenza centrale ω_0 si ottiene:

$$2\Delta f = \frac{(g_g + g_l - g_d)^1}{2\pi C} = \frac{g_t}{2\pi C} \qquad (5.4\text{-}3)$$

Si deve notare che quando g_t diminuisce, cioè quanto più la conduttanza negativa del diodo tende a compensare le conduttanze positive del generatore e del carico, il guadagno dell'amplificatore sale (5.4-2).
Considerando la (5.4-3) si deve notare

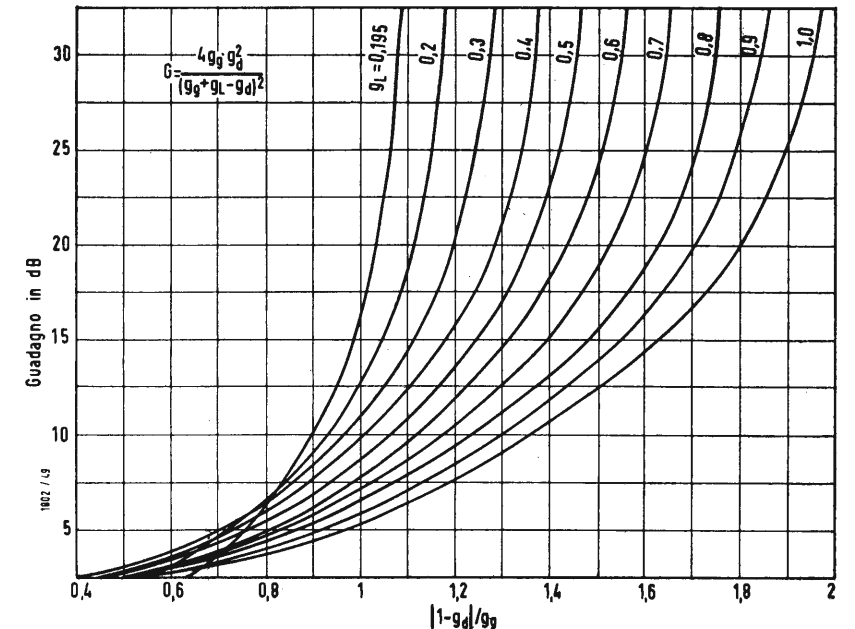



Fig. 5.3

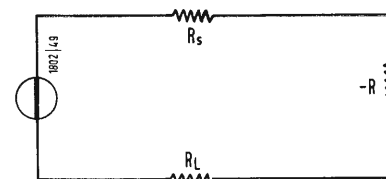



Fig. 6

che alla diminuzione di g_t la banda diminuisce, ed al limite si riduce a zero quando
$G \to \infty$ (per $|-g| = g_g + g_l$).

5.5. - Il prodotto guadagno larghezza di banda è:

$$\sqrt{G} \cdot 2\Delta f = \frac{\sqrt{g_g\, g_l}}{\pi C} \qquad (5.4\text{-}4)$$

Quando è soddisfatta la relazione
$g_l = g_g = g_d$
la (5.4-4) diventa:

$$\sqrt{G} \cdot 2\Delta f = \frac{g_l}{\pi C} = \frac{g_g}{\pi C} = \frac{g_d}{\pi C} \qquad (5\text{-}4\text{-}5)$$

e si ha un massimo per il prodotto guadagno-larghezza di banda.

5.6. - Riprendiamo la relazione (3.3-1) che esprime generalmente l'amplificazione di un circuito con diodo tunnel.

$$G = \frac{4\,g_g\,g_l}{(g_g + g_l - g_d)^2} \qquad (3.3\text{-}1)$$

Si può notare, che una volta fissato il valore del guadagno che si vuole ottenere, maggiore è il rapporto $\frac{|-g_d|}{g_g}$ tanto meno critica è la messa a punto per un funzionamento stabile.
Ad esempio (fig. 5.6) stabilito un guadagno di 20 dB, quando $|-g_d|/g_g = 1,8$, ponendo inoltre $g_l = g_g$, si vede dal grafico che $(-g_d)$ può variare più del 10% prima di incorrere nell'instabilità (cioè prima che la curva individuata sul grafico dal valore di guadagno (20 dB) e $(-g_d)/g_g = 1,8$ scelti, raggiunga la retta $(-g_d)/g_g = 2$ a cui tende. Valore per il quale si annulla il denominatore della (3.3-1).
Con lo stesso guadagno, quando $(-g_d)/g_g = 1,04$ e $G_l = 0,1\ g_g$, si ha instabilità per variazioni di g_d non superiori al 6%.
Il grafico è utile anche per studiare la l'influenza sulla stabilità e in funzione del disadattamento fra generatore e carico per un dato valore di $|-g_d|/g_g$ ed una certa amplificazione richiesta.

6. - CIRCUITI IN «SERIE»

6.1. - Dualmente alla disposizione in parallelo, esiste la possibilità di costruire amplificatori con la disposizione in serie fig. 6.

Come per la disposizione in parallelo, anche nel circuito in serie, l'azione amplificante è dovuta al fatto che una porzione della resistenza positiva del circuito è compensata dalla resistenza negativa del diodo tunnel.
Per tale tipo di amplificatore si ottiene:

$$G = \frac{4\,R_g\,R_l}{(R_g + R_l - |-R|)^2} \qquad (6.1\text{-}1)$$

essendo
R_g = resistenza interna del generatore,
R_l = resistenza interna del carico,
$|-R|$ = resistenza negativa del diodo tunnel.

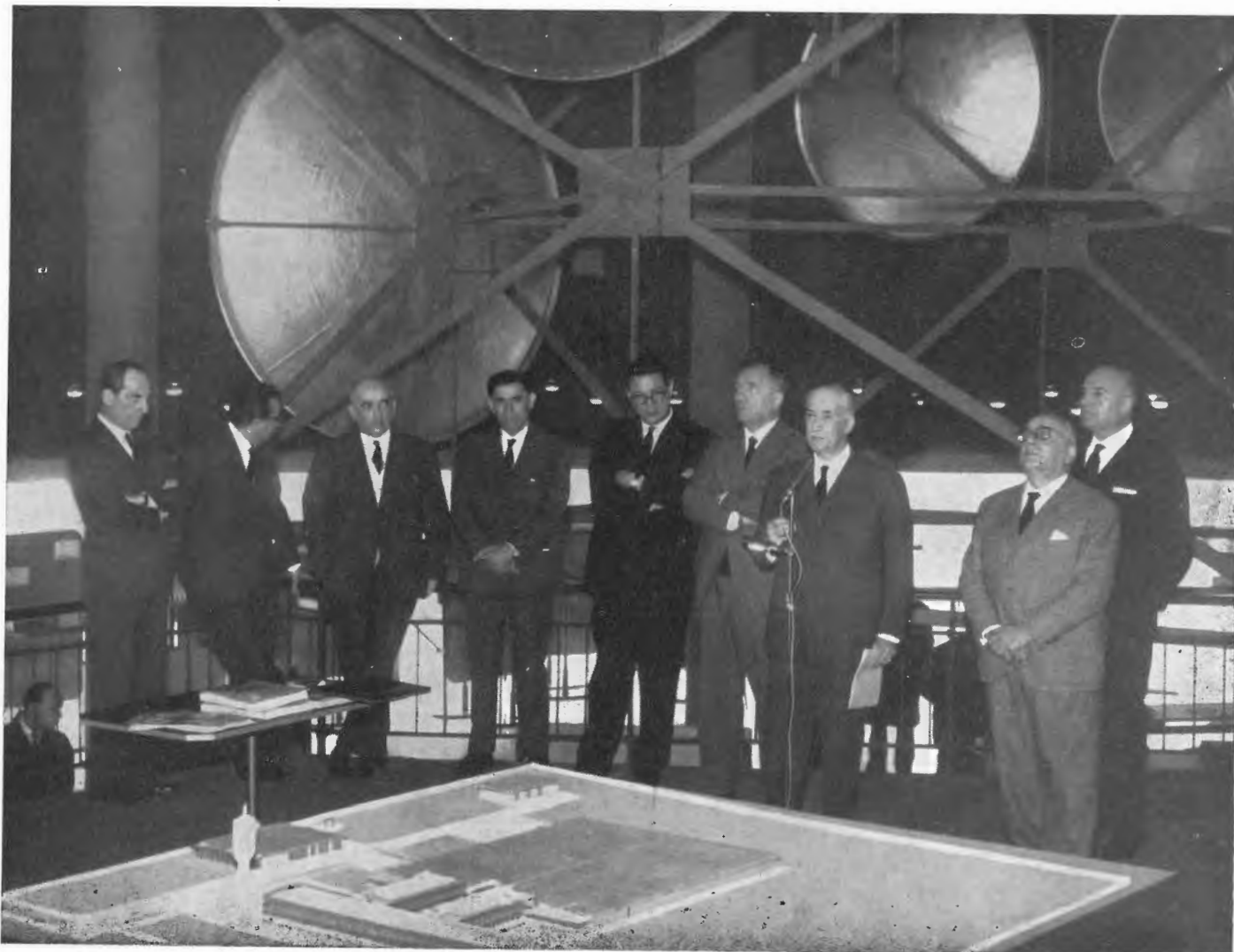
(continua)

Le prospettive future per le radiocomunicazioni

NEL CORSO dell'ultima Fiera di Milano è stata tenuta nel Padiglione del Gruppo Magneti Marelli, da parte del Presidente del Gruppo stesso, conte ing. B. A. Quintavalle, una conferenza-stampa, alla presenza di una cinquantina di giornalisti invitati, su alcuni recenti sviluppi rivoluzionari nel settore delle telecomunicazioni.
Gli argomenti chiaramente illustrati dall'ing. Quintavalle erano tre. Primo: la estensione della capacità di trasmissioni contemporanee recentemente raggiunta e sviluppata dalla MARELLI LENKURT ed in esame attualmente presso il C.C.I.R., per l'adozione di tale sistema su scala internazionale. Secondo tale genialissimo sistema è possibile trasmettere in una banda di 600 MHz, otto canali bilaterali comprendenti ciascuno ben 2700 sottocanali: un totale quindi di circa 20.000 comunicazioni telefoniche contemporanee.
Questa notizia ha destato vivo interesse per le sue applicazioni future nei sistemi di telecomunicazioni a grande capacità (si pensi che coi cavi transatlantici sottomarini si possono avere solo 120 comunicazioni contemporanee), tanto che la Commissione internazionale riunitasi recentemente a Parigi ha redatto un documento nel quale si invitano gli Stati partecipanti ad orientare i loro programmi valendosi dei risultati ottenuti.
Secondo: l'assillante bisogno che ha l'umanità di nuove e sempre più numerose vie di comunicazione ha spinto i laboratori di ricerca all'indagine sulle possibilità

Il conte ing. B. A. Quintavalle durante la conferenza-stampa tenuta nel Padiglione del Gruppo Magneti Marelli sulle prospettive future per le radiocomunicazioni.

La prima immagine televisiva trasmessa, dalla California al Massachussetts dal satellite spaziale americano Echo I. La sigla trasmessa significa Massachusetts Institute of Technology. (*Foto U.P.-Ansa*)

di trasmettere segnali d'informazione, telefonici o telefotografici, anche con l'impiego di simboli numerici. Trasformando cioè la parola da trasmettere, istante per istante, in un segnale telegrafico in codice, ad altissima velocità. Tale segnale acquista forma numerica ispirandosi al sistema algebrico binario di Boole, oggi correntemente adottato nei calcolatori elettronici, ove vengono utilizzate solo due cifre: zero e uno, in opportune combinazioni. Si ha in animo di utilizzare questo sistema in una vasta gamma di impianti telefonici e la MARELLI-LENKURT è all'avanguardia anche in questo settore avendo già sviluppato un progetto basato su questo tipo di trasmissione, attualmente all'esame delle Società Concessionarie telefoniche.
Terzo, « dulcis in fundo »: le comunicazioni intercontinentali tramite satelliti terrestri.
È ormai noto che i satelliti saranno impiegati per sviluppare le comunicazioni tra tutti i popoli della terra. Anche l'Italia è interessata a questo affascinante capitolo della storia del nostro secolo.
È altresì noto che la SOCIETÀ TELESPAZIO, della quale fanno parte la RAI e l'ITALCABLE, è statacostituita per questo scopo. Attualmente i vari programmi proposti per la messa in opera di sistemi di comunicazioni internazionali per mezzo di satelliti, si possono far rientrare in due classi fondamentali.
Un sistema prevede di usare satelliti rotanti intorno alla terra ad un'altezza media di circa 3000 km.
Un altro sistema studia la utilizzazione di satelliti stazionari, cioè fermi nello spazio nei rispetti della terra ad una altezza di circa 37.000 km. Questi satelliti avrebbero un periodo di rivoluzione intorno alla terra di 24 ore, descriverebbero un'orbita in un piano equatoriale, apparirebbero fissi all'osservatore posto sulla superficie terrestre. Entrambi questi sistemi interessano la MARELLI- LENKURT.
Un aspetto concreto di questo suo interessamento è dato dalla costruzione delle apparecchiature che la Telespazio le ha commissionato.
Queste apparecchiature si riferiscono allo svolgimento delle esperienze più immediate che sono fatte con satelliti rotanti intorno alla terra a 3000 km di altezza media.
Entro la fine di quest'anno saranno infatti lanciati nello spazio due satelliti artificiali di questo tipo: Telstar e Relay.
La TELESPAZIO ha ordinato alla MARELLI-LENKURT le apparecchiature che dovranno ricevere nella stazione terminale italiana nella Conca del Fucino, i segnali di informazione trasmessi dai satelliti.
Queste apparecchiature dovranno lavorare a frequenza di 4000 MHz ed è previsto il loro funzionamento sia per piccole capacità, cioè dodici canali telefonici, che per grandi capacità, cioè ricezione di programmi televisivi.
La MARELLI-LENKURT è stata prescelta perchè da anni i suoi laboratori svolgono un minuzioso lavoro di ricerca sulla amplificazione a basso rumore e sui sistemi di modulazione. I segnali trasmessi dai satelliti saranno molto deboli e per la ricezione si dovranno utilizzare apparecchiature il cui rumore proprio sia bassissimo.
Saranno perciò utilizzati amplificatori parametrici che operando alla temperatura dell'azoto liquido (—196 °C) avranno un rumore proprio di oltre 20 volte inferiore a quello dei migliori amplificatori normali. Uno di tali amplificatori è esposto nello Stand della MARELLI-LENKURT al 2° Salone della Esplorazione Spaziale. Oltre a ciò saranno adoperati sistemi di modulazione a larga banda per i quali la MARELLI-LENKURT ha acquistato una vasta esperienza attraverso gli studi condotti per risolvere i problemi connessi ai ponti radio per 2700 canali.
Utilizzare i satelliti rotanti rispetto ai corrispondenti punti della superficie terrestre non è molto conveniente. È chiaro che essi dovranno essere costantemente seguiti da antenne orientabili guidate da complicati sistemi.
Oltre a ciò, poichè la ricezione dal satellite è possibile solo se esso è « visto » dall'antenna, si dovrebbero mettere in orbita decine di satelliti per avere la garanzia di « vederne » sempre uno, dato che la durata visiva di ogni satellite da un determinato punto non supera mezz'ora
Per essere poi certi di poter spostare la comunicazione su un satellite che sorge mentre ancora si utilizza quello che sta per tramontare sull'orizzonte, si capisce che il sistema di antenna deve essere almeno costituito da due antenne e infatti gli impianti moderni ne prevedono addirittura tre per averne una di riserva in caso di emergenza data la delicatezza dell'apparecchiatura.
Inoltre il sistema di satelliti rotanti richiede delle particolari programmazioni di sequenze di utilizzo dei satelliti e, in ultima analisi, si presta solo ad un servizio fra pochi punti fissi dai quali si dovrebbe poi smistare il traffico attraverso normali sistemi di comunicazione.
Il satellite stazionario, che si trova nello spazio « fisso » rispetto all'osservatore terrestre, permette invece il funzionamento del sistema mediante antenne a terra puntate sempre nella stessa direzione, e per ciò bastano 3 satelliti per coprire l'intera superficie terrestre.
Le stazioni riceventi sono semplificate così nella loro struttura. Il sistema di comunicazioni, basato su punti relativamente immobili, permette di programmare il flusso del traffico con assoluta stabilità nel tempo.
Le proposte che sono state avanzate dai laboratori della GENERAL TELEPHONE

AND ELECTRONICS di New York, consociata della MARELLI-LENKURT, prevedono la possibilità di accesso al satellite stazionario da parte di tutti gli utenti della terra, con grande vantaggio per i Paesi sottosviluppati che incontrerebbero maggiori difficoltà per collegarsi con il punto principale.
Secondo questo programma, il satellite stazionario funzionerebbe come una vera e propria centrale telefonica televisiva.
Si era ritenuto fino ad epoca molto recente, ancora impossibile disporre di satelliti stazionari, essenzialmente a causa della mancanza di un adeguato razzo vettore; ciò che ha condotto alle effettuazione dei primi esperimenti con satelliti a media altitudine.
Recentemente la HUGHES associata in questo programma alla GENERAL TELEPHONE AND ELECTRONICS ha proposto una soluzione di satelliti stazionari che può essere attuata molto presto dato che ingegnosi sistemi meccanici ed elettronici consentono di servirsi di satelliti di peso assai ridotto.
Un sistema di comunicazione a larga banda con un satellite di questo tipo verrà attuato entro il 1963 mentre un primo satellite sperimentale stazionario sarà messo in orbita prima della fine dell'anno.
Lo studio e la realizzazione di questi problemi sono stati illustrati in un film proiettato nella saletta del padiglione Marelli.
L'interessante e dotta conferenza è stata seguita con attenzione dai giornalisti presenti, che si sono complimentati con l'ing. Quintavalle per l'opera di alta e nuovissima tecnica elettronica svolta attualmente dalle Società del Gruppo MARELLI.
È seguito un signorile rinfresco. *(a. banfi)*

Il satellite RCA Tiros. Sono visibili sul cilindro esterno le cellule solari e nella parte inferiore l'obiettivo della telecamera e le antenne.

Un oscilloscopio adatto alle calcolatrici elettroniche: il « D55 » della Telequipment

L'oscilloscopio D55 della Telequipment Ltd.

Seguendo attentamente le richieste del mercato, la TELEQUIPMENT Ltd. ha recentemente messo a punto un oscilloscopio a doppia traccia particolarmente dedicato all'industria dei calcolatori elettronici ed a tutte le applicazioni che implicano ricerche sulla costante di tempo di sistemi di mnemonizzazione.
L'apparecchio denominato « D 55 » è destinato all'esame di forme d'onda derivate da sistemi di memoria a tamburo magnetico od a maglia.
Questo oscilloscopio è, come già detto, uno strumento a doppio raggio ed ha due basi di tempo, « A » e « B ». « A » è una base di tempo del tipo convenzionale che dispone di 18 velocità di spazzolamento preparate e comprese tra 500 ms/cm, ed 1 μs/cm, mentre « B » ha una velocità di spazzolamento bassa (nominale 5 ms/cm, regolabile eventualmente da 4 a 20 ms/cm) in unione ad un controllo di ritardo dello spazzolamento tarato da 0 a 100. Un commutatore fornisce la possibilità di accoppiare ognuno dei due raggi rispettivamente ad una base di tempo oppure entrambi i raggi alla medesima base di tempo.
Il « D 55 » presenta inoltre una interessante caratteristica: al segnale mostrato sulla traccia inferiore è sovrapposto un marker che può essere spostato sulla intera lunghezza della traccia a mezzo della manopola che controlla il ritardo dello spazzolamento. La porzione di segnale scoperta dal marker è determinata escludendo lo spazzolamento principale ed è simultaneamente mostrata sulla intera lunghezza della traccia superiore. Questa particolarità è utilizzabile per identificare ed espandere porzioni di una forma d'onda complessa e ciò è particolarmente apprezzabile per molte applicazioni inerenti ai calcolatori.
Naturalmente lo strumento può servire quale oscilloscopio per usi generali quando siano richieste tracce ampie.
Il tubo a R.C. usato sul « D 55 » è del tipo Spiral PDA a doppio cannone con regolazioni separate di fuoco e di luminosità per ogni cannone.
I due amplificatori verticali sono identici ed hanno una banda passante che va dalla c.c. a 6 MHz. Essi comprendono 8 stadi e sono completamente privi di deriva e compensati per un responso optimum agli impulsi. Due attenuatori a 9 posizioni direttamente tarati in V/cm (da 100 mV/cm a 50 V/cm) e compensati in frequenza completano opportunamente la catena di amplificazione.
Una manopola permette di espandere le tracce fino a 10 diametri ed un versatile circuito di sgancio offre la possibilità di ottenere la sincronizzazione automatica (da alcuni hertz ad 1 MHz) o quella selettiva. infine, è possibile controllare la luminosità del reticolo ottenendo così le migliori condizioni di osservazione. *(s. b.)*

Iniziata l'attività della sezione apparati dello stabilmento ATES de l'Aquila

La Sezione Apparati dello Stabilimento ATES de L'Aquila, creata nell'ambito dei piani di potenziamento delle attività della Società, ha iniziato recentemente la produzione. Questa nuova iniziativa, che affianca le operazioni di espansione e di riorganizzazione del settore Tubi Elettronici, ha preso vita nel breve volgere di dieci mesi, nel corso dei quali sono stati costruiti i padiglioni che la ospitano, sono state impiantate le attrezzature produttive, è stato assunto ed addestrato il personale.
La Sezione Apparati si dedica alla produzione di trasmettitori per radiodiffusione, ed ha assunto importanti commesse per conto della RCA INTERNATIONAL. Tali commesse prevedono la costruzione di trasmettitori a modulazione di frequenza destinati ai mercati esteri. I primi trasmettitori, che hanno già favorevolmente superato le fasi di collaudo, fanno parte di un gruppo destinato alla rete radiodiffusione finlandese.
La produzione degli apparati avviene in base ai disegni ed ai procedimenti tecnici della RCA (RADIO CORPORATION OF AMERICA), e con componenti e materiali prevalentemente attinti sul mercato italiano ed europeo.
In questa prima fase della nuova attività trovano impiego circa cento dipendenti.
Il personale direttivo, specializzato in questo genere di produzione, proviene dalla RCA e da altre importanti industrie del ramo, mentre le maestranze sono state assunte prevalentemente sul posto. Queste ultime hanno seguito corsi di qualificazione a cura della Società ed un corso di lingua inglese. Le lezioni sono state impartite dagli specialisti della Sezione stessa.
L'intera operazione apparati è stata progettata dalla RCA in collaborazione con i tecnici della ATES.
La produzione avviene in ampi e luminosi padiglioni con condizionamento dell'aria: dal montaggio dei sub-telai, che avviene in appositi reparti, si passa all'assiemamento in serie degli apparati mediante successive operazioni, e quindi alle fasi di collaudo e di prova finale.
La Sezione Apparati è dotata dei più moderni impianti e di una completa strumentazione elettronica di alta precisione. Questi mezzi, unitamente all'abilità ed alla preparazione tecnica del personale, danno vita ad una produzione di alto pregio, capace di far fronte alle più esigenti richieste. *(c. s.)*

Trasmettitori RCA in fase di approntamento negli stabilimenti ATES de l'Aquila.

dott. ing. Giuseppe Baldan

Millivoltmetro transistorizzato a piu' portate per corrente continua

Descriveremo un millivoltmetro per corrente continua avente una sensibilità massima di 10 mV fondo scala ed una resistenza interna di 1 MΩ. Lo strumento impiega 4 transistori BCZ11 ed una batteria da 9 V; il consumo è sui 0,7 mA. L'indicazione avviene per mezzo di un microamperometro da 100 μA a bobina mobile.
Si parlerà dell'effetto delle temperature ambiente sia sulla precisione di taratura, sia sulla stabilità dello zero. In particolare si giustificherà dal punto di vista teorico il sistema di equilibratura adottato per lo stadio d'entrata a coda lunga.

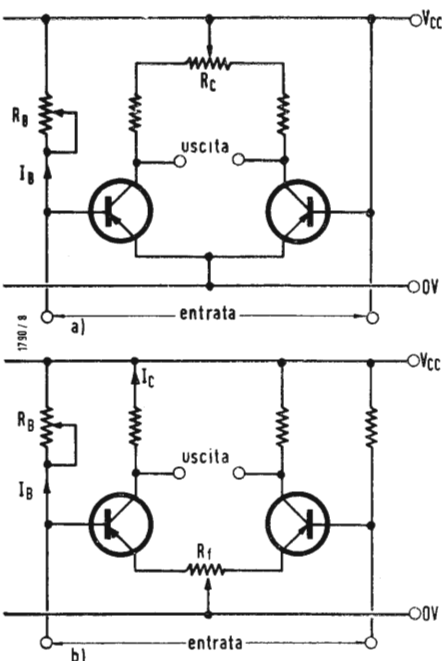



Fig. 1. - I due possibili sistemi di equilibratura dello stadio in entrata.

1. - INTRODUZIONE

I problemi che si incontrano nella costruzione di un amplificatore a transistori per un segnale in entrata in corrente continua da pochi mV sono dovuti soprattutto alla variazione in funzione della temperatura della tensione di polarizzazione base-emettitore. Una sorgente collegata direttamente alla base del transistore si trova in serie con la variazione della tensione base-emettitore. Poichè questa variazione di tensione ai bassi livelli di polarizzazione è uguale a circa 2-4 mV per ogni °C di variazione della temperatura, è assolutamente necessaria una buona compensazione se si vogliono misurare dei segnali bassi.
Questa esigenza ha portato all'adozione di un circuito bilanciante nel quale il segnale viene applicato in modo differenziale fra i terminali di base dei due transistori che hanno gli emettitori in comune. Teoricamente la variazione in funzione della temperatura delle due tensioni base-emettitore dovrebbe essere identica e quindi non ci dorvebbe essere differenza di tensione fra le due basi. In pratica se si usano dei transistori BCZ11 si ottiene una compensazione migliore del 99% in un campo di variazione di 20° C, ammesso però che si lavori a bassa corrente e che si osservino altre precauzioni. Una compensazione equivalente si potrebbe ottenere anche con i transistori al germanio se non ci fosse la variazione di corrente I_{CEO} in funzione della temperatura.

2. - STADIO DI ENTRATA

2.1. - Taratura dello zero

I due transistori usati nel circuito di entrata hanno sicuramente delle caratteristiche diverse, quindi bisogna provvedere una qualche regolazione che permetta di ottenere un'uscita nulla quando l'entrata è uguale a zero. A questo scopo, poichè il valore della resistenza interna della sorgente può essere qualsiasi, sono necessarie almeno due regolazioni indipendenti, una per ciascuna delle differenze fra le caratteristiche $I_C = f(V_{BE})$ e $I_C = f(I_B)$. Nella fig. 1 si possono vedere due circuiti, ciascuno provvisto con le due regolazioni. Se i morsetti di entrata sono aperti o in cortocircuito occorre ritoccare solo una delle due regolazioni.

2.2. - Azzeramento con entrata in cortocircuito

Quando i terminali di entrata dell'amplificatore sono cortocircuitati (fig. 1*a*), viene applicata ai due transistori la stessa tensione base-emettitore, però, a causa delle differenze delle caratteristiche $I_C = f(V_{BE})$, si avrà una differenza nelle correnti di collettore. La tensione in uscita può essere annullata o regolando i valori delle resistenze di carico come in fig. 1*a*, o riducendo la tensione base-emettitore del transistore più sensibile per mezzo di una resistenza di emettitore esterno come in fig. 1*b*.
Ambedue i sistemi hanno degli svantaggi. La resistenza R_g della fig. 1*b* riduce l'uscita che si ha per una entrata determinata ed inoltre il bilanciamento è probabilmente meno accurato, al variare della temperatura ambiente, di quello della fig. 1 *a*, a meno che l'aumento della corrente di riposo del transistore non obbedisca ad una legge particolare (vedi Appendice).

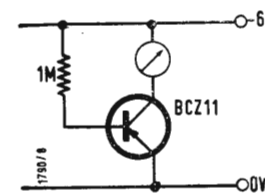



Fig. 2. - Circuito di prova per il controllo del fattore di amplificazione di corrente per segnali elevati h_{fe}.

Fig. 3. - Amplificatore con amplificazione di tensione stabilizzata.

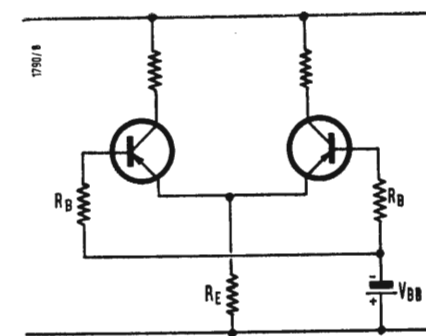
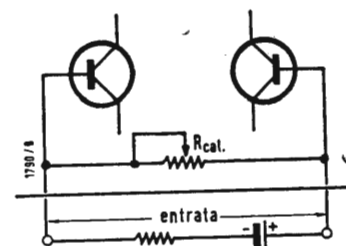
Fig. 4. - Impiego di una resistenza di taratura per la regolazione dell'amplificazione di corrente.

Delle piccole differenze della tensione base-emettitore danno origine a delle forti variazioni della corrente di collettore, le due correnti di collettore della fig. 1*a* possono quindi essere molto diverse e ciò potrebbe imporre una certa selezione dei transistori. Il circuito della fig. 1*b* ha invece il vantaggio di tollerare qualsiasi transistore di un tipo determinato.
Queste differenze fra le efficenze dei due sistemi di azzeramento tendono a sparire per correnti di collettore superiori ai 0,5 mA. Gli errori di bilanciamento sono allora causati da altri fenomeni, come la variazione della caduta di tensione nella resistenza di base del trasmettitore o la variazione della potenza dissipata nel transistore in funzione della temperatura. Tali errori hanno dei valori simili a quelli che si possono avere usando R_f.

2.3. - Azzeramento a circuito aperto

Quando i terminali di entrata dell'amplificatore sono aperti la corrente di collettore dei due transistori è praticamente definita dalla caratteristica $I_C = f(I_B)$ e poichè questa varia indipendentemente da $I_C = f(V_{BE})$ è necessaria una seconda regolazione di azzeramento R_B. Le due correnti di collettore possono essere regolate, in modo da dare una tensione in uscita nulla, variando I_B che è determinata dalla tensione di alimentazione e da R_B.

2.4. - Riduzione della sensibilità alla temperatura del punto di zero

Dopo avere adottato un sistema di azzeramento, il sistema migliore per minimizzare le variazioni di indicazione, dovute alle variazioni della temperatura ambiente, si possono montare i due transistori in un blocco di rame. Conviene inoltre farli lavorare a bassa corrente, anche se viene obiettato che a bassa corrente di lavoro si ha una perdita nel fattore h_{fe} di amplificazione di corrente.
Delle prove eseguite su cinquanta transistori BCZ11 hanno dimostrato che tutti, eccettuati sei, hanno un h_{fe} maggiore od uguale a 15' per una corrente di collettore di 50 μA; quindi si è deciso di potere progettare il circuito in base a questi dati e di considerare accettabile la percentuale di scarto.
Poichè non sempre si ha a disposizione l'apparecchiatura per la misura di h_{fe}, si sono eseguite anche delle misure di h_{FE} con il circuito della fig. 2 e si è controllata la correlazione fra le due grandezze. Se si scartano tutti i transistori che nel circuito della fig. 2 hanno una corrente di collettore inferiore ai 70 μA si può essere sicuri che i rimanenti hanno un h_{fe} uguale o superiore a 15 e possono essere usati nella coppia del primo stadio del nostro millivoltmetro per corrente continua.

3. - STABILIZZAZIONE DELL'AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE

L'amplificazione di tensione dell'amplificatore sarebbe variabile con la temperatura, però può essere stabilizzata scegliendo in modo opportuno i valori del circuito.
Con un segnale in entrata di tipo tensione (bassa resistenza interna della sorgente) la caratteristica di trasformazione del transistore per piccoli segnali in entrata è data, in funzione della temperatura, dalla seguente relazione:

$$\frac{\Delta I_0}{\Delta V_i} = h_{fb}\, I_E \cdot \frac{q}{k\,T}$$

dove I_E è la corrente di emettitore a riposo e h_{fb} è circa uguale ad 1. Quindi se si rende I_E proporzionale alla temperatura assoluta si ottiene un'amplificazione di tensione costante.
In pratica la dipendenza di temperatura di V_{BE} può essere utilizzata per rendere I_E proporzionale alla temperatura assoluta come nella fig. 3. Supponendo una temperatura ambiente normale di 288 °K (15 °C), una variazione della temperatura del ± 5% sarà uguale a ± 14,4° C. Per il transistore BCZ11 che ha una corrente di collettore di 50 μA V_{BE} varia di 3,4 mV per °C. Quindi la variazione di V_{BE} per una variazione di ± 5% della temperatura sarebbe uguale a 49 mV e ciò dovrebbe far variare I_E del 5% in modo da compensare esattamente la variazione di temperatura. Se si ignora la caduta di tensione ai capi di R_B, si trova che la tensione necessaria ai capi di R_E è di circa 0,98 V.

4. - AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE DEL TRANSISTORE

Nonostante che con il sistema descritto più sopra si riesca a stabilizzare l'amplificazione di tensione, non si riesce a stabilizzare l'amplificazione di corrente h_{fe}, dipendente dalla temperatura, e che varia del 0,5% per ogni °C. Non esistono dei sistemi economici per stabilizzare h_{fe}, un'alternativa conveniente è quella di dotare l'amplificatore con un sistema di taratura. Un semplice esempio è indicato nella fig. 4, nella quale i terminali di entrata sono shuntati da una resistenza variabile R_{cal} che serve per la taratura, dopo avere applicato all'amplificatore una corrente di calibratura per mezzo di una batteria in serie con un'altra resistenza. Poichè si sa che l'amplificazione di tensione è costante, si può regolare R_{cal} in modo da ottenere la giusta tensione in uscita per la corrente in entrata. La batteria di taratura non deve avere necessariamente una tensione di taratura nota in quanto questa può essere controllata con lo strumento indicatore. Scegliendo opportunamente la resistenza da met-

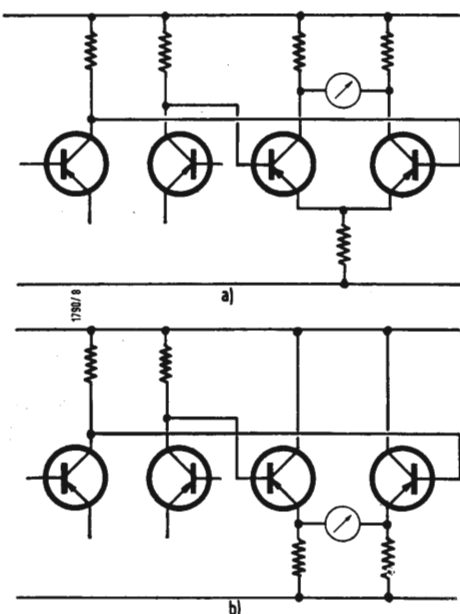



Fig. 5. - I due possibili stadi finali.

tere in serie allo strumento e la resistenza di taratura si può fare in modo che R_{Cal} debba essere regolata fino ad ottenere la coincidenza delle due lettere.
R_{Cal} serve anche per regolare la resistenza di entrata dell'amplificatore ad un valore predeterminato, semplificando così la costruzione dell'attenuatore di variazione della portata che precede l'entrata dell'amplificatore.
Un valore adatto per R_{Cal} è circa il doppio della resistenza di entrata differenziale dell'amplificatore per la minima h_{fe}. Questo valore riduce la resistenza dell'amplificatore di almeno un terzo, però consente che h_{fe} diminuisca per invecchiamento di circa un terzo prima che R_{Cal} non sia più sufficiente per regolare le resistenze di entrata dell'amplificatore.

5. - STADIO DI USCITA

Per comandare lo strumento da 100 μA sono necessari due transistori; i due circuiti possibili sono illustrati nella fig. 5.
Generalmente si dovrebbe preferire il circuito della fig. 5 *b*; esso può essere diventato con una tensione minore, non essendovi perdite di tensione nelle resistenze di collettore, inoltre esso non è facilmente sovraccaricabile in parte perchè si ha a disposizione una maggiore tensione ed in parte perchè l'uscita è largamente indipendente da h_{fe}. Si ha una amplificazione minore, però con delle resistenze normali (i carichi di collettore precedenti) e con il basso carico presentato dallo strumento la perdita non è molto grave.
La resistenza di emettitore che provoca la riduzione di amplificazione ha anche l'effetto di aumentare la linearità.
La perdita di amplificazione in un circuito pratico (fig. 6 nella quale $R_{17} = 0$) è circa il 25% dell'amplificazione del circuito che impiega i carichi di collettore.

6. - REALIZZAZIONE PRATICA DEL CIRCUITO

Il circuito completo del millivoltmetro è illustrato nella fig. 6. Esso è provvisto di uno strumento da 100 μA, è alimentato con una batteria da 6 V e consuma 0,7 mA. I primi due transistori hanno delle correnti individuali di collettore di 50 μA ed impiegano il sistema di bilanciamento di collettore.

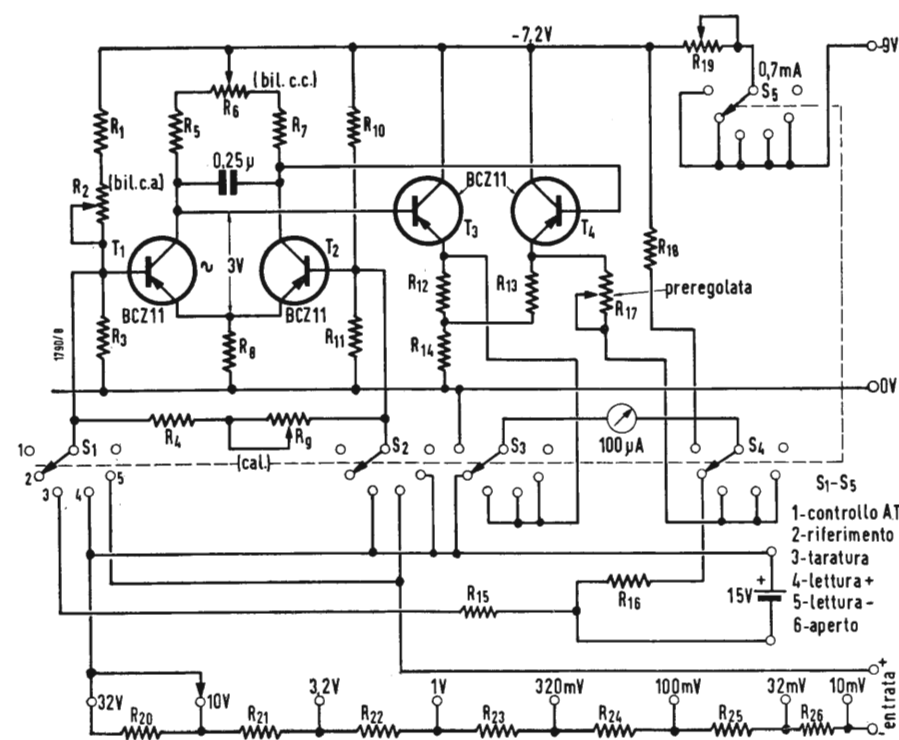



Fig. 6. - Schema completo del millivoltmetro. R_2, R_6, R_9, R_{17} ed R_{19} hanno tutti un andamento lineare. Nei valori di R_{16} ed R_{18} si deve intendere compresa anche la resistenza dello strumento.

R_1 = 250 kΩ; R_2 = 100 kΩ; R_3 = 100 kΩ; R_4 = 10 kΩ; R_5 = 33 kΩ; R_6 = 25 kΩ; R_7 = 33 kΩ; R_8 = 10 kΩ; R_9 = 50 kΩ; R_{10} = 300 kΩ; R_{11} = 100 kΩ; R_{12} = 3,3 kΩ; R_{13} = 3,3 kΩ; R_{14} = 4,7 kΩ; R_{15} = 2,2 MΩ; R_{16} = 22 kΩ; R_{17} = 5 kΩ; R_{18} = 72 kΩ; R_{19} = 5 kΩ; R_{20} = 22 MΩ; R_{21} = 6,8 MΩ; R_{22} = 2,2 MΩ; R_{23} = 680 kΩ; R_{24} = 220 kΩ; R_{25} = 68 kΩ; R_{26} = 22 kΩ.

Fig. 7. - Transistori con tensione base-emettitore in comune.

Questo sistema è da preferirsi nel caso in cui si debbano costruire solo pochi strumenti, nel caso quindi nel quale la scelta dei transistori non rappresenta un problema. La resistenza in entrata è di 1000 Ω per mV; le otto portate hanno i seguenti valori di fondo scala: 10, 32, 100, 320 mV e 1, 3,2, 10, 32 V.
Poichè l'amplificazione di tensione è funzione della corrente del transistore, si è inserita una resistenza variabile nella linea di alimentazione per potere regolare quest'ultima ad un livello predeterminato (circa 7,2 V). Per questa regolazione il commutare 1 si porta in posizione 1 VERIFICA A.T. e poi si regola R_{19} fino ad ottenere una lettura di fondo scala.
Dopo che la tensione di alimentazione è stata regolata al valore corretto, lo strumento viene commutato nella portata dei 10 mV e si regolano le tarature ad entrata aperta ed a entrata in corto circuito fino ad ottenere una lettura uguale a zero con il commutatore posto in posizione LETTURA (4 o 5). Normalmente la regolazione di R_6 è necessaria solo all'inizio di una serie di misure, qualche piccolo spostamento successivo dello zero può essere eliminato regolando R_2 per la portata impiegata e lasciando aperta l'entrata.
La resistenza variabile R_{17} è usata per tarare lo strumento in sede di costruzione ed è regolata in modo che lo strumento indichi esattamente 10 mV quando ad esso viene applicata una sorgente da 10 mV di resistenza interna non superiore a 100 Ω. R_{17} non è accessibile dal pannello frontale in quanto non è in genere necessario ritoccare la regolazione iniziale.
È stata inserita anche una cella a 1,5 V al fine di avere una tensione di taratura indipendente dalla tensione della cella stessa, ammesso che quest'ultima sia sufficiente per dare una lettura ragionevole. In posizione 2 RIFERIMENTO si porta una corrente allo strumento per mezzo di una resistenza ad alta stabilità. Questa corrente è uguale all'amplificazione moltiplicata per la corrente fornita all'amplificatore attraverso un'altra resistenza nel campo TARATURA. L'amplificazione viene tarata usando R_9 in modo da far coincidere le due letture, dopo avere verificato che non esistono degli errori di zero a entrata aperta in una delle portate. La portata scelta per questa verifica non è importante, può però essere conveniente sceglierla fra quelle che si useranno nelle misure.
Quando la taratura è completa, l'errore in una portata qualsiasi è uguale a: (0,5 ± tolleranza della resistenza di portata ± il doppio della tolleranza di resistenza di taratura) %.
Si ha quindi in totale una tolleranza del 3,5% se si usano delle resistenze normali da ±1%, oppure una tolleranza del ±1% se una delle due resistenze di taratura viene regolata durante la taratura.

6.1. - Linearità

La linearità di scala tipica è la seguente

Posizione sulla scala	1/4	1/2	1/1
Errore di lettura	+1%	+1%	0%

La linearità è quindi sufficiente per la maggior parte dei casi. Volendo si può ridurre a metà l'errore di linearità raddoppiando la corrente di riposo dello stadio finale.

6.2. - Stabilità dello zero al variare della temperatura

Quattro esemplari, dopo avere funzionato per 1 ora a temperatura costante al fine di eliminare gli effetti della deriva a breve termine, furono assoggettati ad un aumento di temperatura di 20° C. L'errore di zero risultante è stato inferiore al 5% del valore di fondo scala in tutti e quattro gli esemplari. In due strumenti si è controllata anche la perdita della sensibilità ed il corrispondente aumento dell'errore di taratura è risultato inferiore all'1%.
Inoltre quattro coppie di transistori vennero fatte funzionare a turno nello stadio di entrata ed assoggettate ad un aumento di temperatura di 20° C (da 15 a 35° C). La tabella qui sotto mostra la deriva subita dalle tensioni e correnti equivalenti in entrata.

Coppia n.	Spostamento dello zero riferito all'entrata	
	μV	μA
1	0,20	0,05
2	0,02	0,08
3	< 0,02	0,04
4	0,50	0,025

In uno solo degli otto esempi la deriva dello zero ha superato il 5% del valore di fondo scala (1 μA).
Si è verificato che lo strumento può funzionare in modo soddisfacente in temperature ambienti fino a 75° C.

6.3. - Stabilità dello zero in funzione del tempo

I quattro esemplari e le altre quattro coppie di transistori vennero controllati anche per quanto riguarda la deriva a breve termine.
Gli strumenti venivano lasciati a riposo per 24 ore poi accesi e tarati sullo zero dopo 3 minuti. Dopo un funzionamento di mezz'ora lo spostamento dello zero ad entrata aperta raggiungeva dei valori tipici sul 2%. Lo spostamento ad entrata in corto circuito nella por-

tata dei 10 mV era trascurabile. L'attenuatore in entrata non permette di effettuare un buon cortocircuito dell'entrata dell'amplificatore nelle altre portate.

La deriva di corrente del 2% che corrisponde a 2×10^{-8} A è circa 40 volte superiore a quella che si può attribuire alla variazione dell'h_{fe} della prima coppia di transistori con i 150 μW di riscaldamento. Poichè I_{CEO} per ciascun transistore è inferiore a 3×10^{-9} A a 16° C la deriva dà una misura della stabilità a breve termine di h_{fe}. Questa instabilità non consente la costruzione di uno strumento avente una resistenza in entrata maggiore (minore corrente in entrata a parità di lettura) se non si scelgono dei transistori da usare con delle correnti di riposo più piccole o se non si usa la controreazione.

fare è supporre costante il rapporto A_1/A_2 e ideare un sistema di equilibratura che in questa situazione è indipendente dalla temperatura. I risultati sperimentali non contraddicono l'ipotesi, che sarebbe completamente giustificata se la sola differenza fra i due transistori fosse limitata al valore di C.

L'equilibratura più ovvia si può ottenere usando dei carichi di collettore che stanno nel rapporto A_1/A_2 come è fatto nella fig. 1 *a*. Oppure a parità di carichi di collettore si può ridurre la tensione base-emettitore di uno dei due transistori come in fig. 1 *b*. Per analizzare questo circuito esamineremo la condizione estrema (fig. 8) nella quale si ha tutta la resistenza in un emettitore.

Ignorando come prima I_{CEO} il rapporto fra le due correnti di collettore è dato da:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{A_1 \cdot \exp(-E/kT) \cdot \exp\{(q/\gamma kT)(V - I_{C1} R_E/h_{fe1})\}}{A_2 \cdot \exp(-E/kT) \cdot \exp(qV/\gamma kT)} = \frac{A_1}{A_2} \exp(-q\, I_{C1} R_E/\gamma\, h_{fe1}\, kT),$$

dove h_{fe1} è il fattore di amplificazione di corrente in senso normale del transistore 1.

Come si può vedere se il rapporto di corrente deve essere indipendente dalla temperatura deve essere indipendente dalla temperatura anche l'esponente

$$q\, I_{C1} R_E/\gamma\, h_{fe1}\, kT$$

Poichè q, k ed R_E sono costanti e γ si suppone pure costante e poichè anche h_{fe1} varia molto poco con la temperatura ne consegue che I_{C1} deve essere proporzionale alla temperatura assoluta T.

Il grado di errore che si può avere se non è verificata questa condizione si può vedere nell'esempio seguente. Se T variasse del 5% (circa 15° C) e I_{C1} rimanesse costante, l'errore della tensione in entrata equivalente sarebbe circa il 5% della tensione ai capi di R_E. Per potere comprendere le variazioni della tensione base-emettitore di tutti i transistori, la tensione di capi di R_E dovrebbe essere di 100 mV in modo che l'errore nel nostro esempio sarebbe di 5 mV.

Uno solo degli strumenti costruiti aveva una deriva di 0,5 mV per una variazione della temperatura di 20° C, e la deriva tipica si mantiene invece entro i 0,05—0,2 mV. Perciò anche la deriva peggiore è notevolmente inferiore a quella che si sarebbe avuta se si fosse adottato il sistema di equilibratura della fig. 1 *b*. *A*

7. - APPENDICE

7.1. - Confronto fra i due sistemi di equilibratura

La corrente di collettore di un transistore a giunzione (ignorando la caduta di tensione ai capi della resistenza di base) si può esprimere nel modo seguente:

$$I_C = I_{CBO} + A \text{ esp } (-E/kT) \cdot \text{esp } (qV/\gamma k T)$$

dove

$$A = h_{feN}\, C/(1 - h_{feN} \cdot he_R)$$

essendo C una costante molto grande; h_{feN} è l'h_{fe} nella direzione normale ed h_{feR} l'h_{fe} nella direzione rovescia. Il valore di γ è compreso fra 1 e 2 e si suppone che sia lo stesso per due transistori dello stesso tipo.

Per due transistori con una tensione base-emettitore in comune si ha (fig. 7):

$$(I_{C1} - I_{CEO1})/(I_{C2} - I_{CEO2}) = A_1/A_2$$

Un valore tipico di I_{CEO} per un piccolo transistore al silicio a 250 può essere 10^{-8} A. Supponendo che:

$$I_{C1} \cong I_{C2} \cong 50 \ \mu A$$

si può calcolare che la variazione di V_{BE} al variare di I_{C1} di 10^{-8} A sarebbe uguale a 5×10^{-6} V. Questa quantità è uguale all'errore equivalente di una tensione in entrata provocato dal fatto che le due correnti di collettore differiscono fra loro di una quantità uguale a I_{CEO}.

L'equazione precedente può perciò essere semplificata nel modo seguente:

$$I_{C1}/I_{C2} \cong A_1/A_2$$

Un sistema di equilibratura non potrà compensare una variazione differenziale di A_1 e A_2, il meglio che si può

Fig. 8. - Amplificatore con tutta la resistenza in serie ad un solo emettitore.

Il II Festival internazionale di TV a Montreux

Festival international de télévision

International Television Festival

Internationales Fernseh-Festival

Montreux

CON LA PREMESSA del grande successo ottenuto lo scorso anno dalla prima manifestazione analoga svoltasi nell'aprile dello scorso anno, il Festival Internazionale di Televisione ha richiamato quest'anno a Montreux un pubblico eccezionale.

Il Festival di Montreux è articolato su due, anzi per la precisione, su tre distinte manifestazioni: il Concorso della Rosa d'Oro fra i migliori programmi televisivi mondiali di « varietà musicale ». il Congresso Tecnico Internazionale di televisione, e la Mostra di apparati professionali di televisione.

Il Concorso della Rosa d'Oro organizzato dalla Società Svizzera di Radiodiffusione e Televisione (SSR), sotto il patronato dell'Unione Europea di Radiodiffusione (UER) al quale, hanno partecipato 24 Enti televisivi di tutto il mondo (dall'America alla Russia, dal Giappone all'Australia, per citarne alcuni) ha preceduto di una settimana il Congresso tecnico (dal 23 al 28 aprile) che si è svolto brillantemente dal 30 aprile al 4 maggio.

Quest'ultimo Simposio Internazionale di Televisione ha assunto un carattere di eccezionale importanza sia per il numero (oltre 200) che per il livello scientifico tecnico dei partecipanti, con la presentazione di ben 47 relazioni del più alto interesse.

Fra gli argomenti più estesamente trattati vi era quello delle telecomunicazioni intercontinentali mediante satelliti terrestri.

Fra le più interessanti relazioni in questo settore, citeremo quella di H. E. Weppler dirigente della American Telephone and Telegraph Co. (A.T.T.) che ha illustrato con documentato e preciso dettaglio tutta la complessa opera di studio e preparazione del Progetto Telstar, il cui lancio del satellite attivo avverrà verso i primi del prossimo luglio per opera della N.A.S.A.

Se tutto andrà bene pertanto, le prime prove di trasmissione televisiva America-Europa, tramite il satellite Telstar in orbita ad una distanza media di 2500 km dalla terra, avverranno su una frequenza di circa 6000 MHz, fra l'impianto trasmittente di Andover negli U.S.A. e l'impianto ricevente di Joddrell Bank, in Inghilterra da dove, se il risultato sarà soddisfacente, le immagini verranno immesse nella rete dell'Eurovisione.

Naturalmente, è questo un primo esperimento orientativo, che dovrebbe servire alla messa a punto di un progetto ben più ambizioso, realizzato con satelliti cosiddetti stazionari (ruotanti cioè alla stessa velocità angolare di rotazione della terra) ad una distanza di circa 36.000 km.

È da notarsi che la creazione di questi sistemi di telecomunicazione intercontinentali, di costo estremamente alto, serviranno solo in piccola parte la TV, mentre verranno prevalentemente adibiti alle comunicazioni telefoniche mondiali, con una capacità di circa 2.000 conversazioni contemporanee, coinvolgendo interessi finanziari formidabili.

Altri settori tecnici toccati dal Simposio di Montreux sono stati quelli delle trasmissioni in UHF (bande 4ª e 5ª) impieganti trasmettitori di sempre maggiore potenza (10, 20, 50 kW) realizzati secondo tecniche recentissime e tuttora in fase di sviluppo.

Le trasmissioni TV nella banda di frequenze delle UHF sono oggi seguite con estremo interesse dai « broadcasters » di tutto il mondo sia per il loro impiego nella multiplicazione dei programmi (si parla già di un « terzo » programma tedesco ed inglese), sia per la TV a colori, prossimo passo importante e decisivo della televisione.

Su quest'ultimo argomento della TV a colori sono state discusse varie relazioni sui sistemi attualmente più affermatisi quali il N.T.S.C. americano, ed il SECAM francese (di stretta derivazione dal N.T.S.C.), per la loro totale compatibilità col bianco-nero.

Un altro settore, infine, della video tecnica, oggetto di cospicue ed interessanti relazioni, è stato quello degli apparati da ripresa, sia per « broadcasting », che per impiego industriale in circuito chiuso, tutti tra l'altro in via di transistorizzazione integrale.

Erano presenti al Simposio anche vari pionieri della televisione quali il Dott. V. K. Zworykin, russo-americano, inventore dell'iconoscopio punto di partenza delle attuali telecamere, il Dott. I. Shoenberg, russo-inglese che sviluppò l'attuale sistema di televisione elettronica, il Dott. G. Valensi francese, che condusse esaurienti ed approfondite indagini sulla televisione a colori ed il Prof. H. Yagi giapponese ideatore del tipo di antenna direttiva con elementi passivi disposti in linea quasi esclusivamente usata nelle ricezioni televisive.

Il Simposio internazionale di televisione era presieduto dal Dott. Walter Geeber consulente generale per la TV presso il P.T.T. Svizzero, il cui competente ed autorevole intervento ha facilitato lo svolgimento regolare della importante manifestazione.

(*a. b.*)

dott. ing. Antonio Nicolich

Radio e televisione su filo*

La filodiffusione fortemente sviluppata in Svizzera — come per es. anche in Inghilterra e in Olanda — è fondata sull'uso di energia a bassa frequenza per azionare gli altoparlanti nelle abitazioni degli abbonati.
Per questo vi sono nelle maggiori città svizzere estese reti — costruttivamente simmetriche rispetto a terra — che vengono messe in funzione dalle Società private del Gruppo di ridiffusione, sulla base di precise Concessioni. Col crescente estendersi della televisione era logico di rendere utilizzabili queste reti anche per la distribuzione dei segnali televisivi. Questa soluzione del problema delle antenne rappresenta un'alternativa veramente molto interessante al sistema che si va diffondendo di usare un'antenna collettiva, perchè acconsente il servizio di un intiero quartiere con un'unica antenna effettuato su reti di cavi preesistenti. Dal punto di vista tecnico si tratta qui del problema di completare grandi reti vecchie per filodiffusione a bassa frequenza e sfruttarle per la distribuzione di ulteriori programmi radio su filo, nonchè per la diffusione di programmi televisivi. A Zurigo si misero in funzione su tali reti nell'anno 1960 la radiofilodiffusione a frequenza portante con 6 diversi programmi radio e la televisione su filo nel maggio 1961.

1. - IL SISTEMA

Le reti di filodiffusione della radio preesistenti constano di tre circuiti simmetrici di correnti, singolarmente schermati, sui quali vengono trasmessi tre programmi di bassa frequenza con una tensione nominale di 50 V. I cavi sono isolati a carta e sono depositati saldamente nel terreno o all'interno dei fabbricati. Sebbene i cavi sono solo limitatamente adatti per la trasmissione di segnali di alta frequenza, venne per principio esclusa, su basi scientifiche, la sostituzione di tutti i cavi.

Per la trasmissione dei vari programmi sulle reti generali, si scelse un sistema con 6 portanti di alta frequenza, ed era logico di adottare qui le stesse frequenze nel campo delle onde lunghe, che la PTT svizzera ha in uso: 175 kHz; 208 kHz; 241 kHz; 274 kHz; 307 kHz e 340 kHz. A questo modo possono essere utilizzati impianti di trasmissione e amplificatori dello stesso tipo di quelli in uso nelle Centrali telefoniche. Le 6 portanti vengono trasmesse ciascuna generalmente su una delle tre coppie di fili.

La modalità della distribuzione tuttavia è essenzialmente diversa di quella su reti telefoniche. La ricezione avviene in ogni caso con radioricevitori comuni.

Per la trasmissione dei tre programmi televisivi [1, 2, 3] vengono usati tutti i tre grandi circuiti, così viene affidato un programma a ciascun circuito. La frequenza portante video nominale è di 6,85 MHz e la frequenza portante audio è di 1,235 MHz. Le tre portanti video stanno tra loro nel rapporto di due terzi della frequenza di riga secondo la tecnica dell'Off-set.

I segnali si ricavano per conversione di frequenza dal programma ricevuto per mezzo dell'antenna e corrispondono nella loro forma esattamente a quelli ricevuti. La ricezione avviene perciò anche coi normali ricevitori domestici, nei quali viene introdotta una sezione del commutatore di canali per il canale ridiffusione.

2. - LA RETE. - IRRADIAZIONE DEI DISTURBI

Quando si progetta un sistema di distribuzione bisogna conoscere l'energia occorrente all'utilizzatore. Il limite inferiore, in questo caso, non viene fissato dalla sensibilità del ricevitore, ma dal segnale disturbante presente ai morsetti di entrata del ricevitore. Fonti di disturbo nel campo della TV su filo e di alta frequenza sono i trasmettitori a onde corte e lunghe. Questi generano tensioni dissimmetriche rispetto a terra sui rivestimenti di piombo e sugli schermi dei cavi. In seguito alla dissimmetria delle coppie rispetto agli schermi e alla dissimmetria nei punti di derivazione e nei filtri di adattamento dei ricevitori, sorgono tensioni simmetriche rispetto a terra, che si propagano nel ricevitore come disturbi.

Da studi statistici sulle grandi reti si è trovato che si deve prendere una tensione utile minima di 10 mV_{eff} per la radio su filo e di 4 mV_{eff} per la TV su filo ai morsetti del ricevitore. Questi valori sono stati dedotti sperimentalmente e dipendono dalla configurazione delle reti, dalle intensità dei campi disturbanti e dalle proprietà dei cavi. Il livello di 4 mV_{eff} per la TV su filo vale solo per il breve tratto della linea di distribuzione nel fabbricato fino all'entrata del ricevitore.

Su detta linea il livello è 10...20 dB più alto, sulla linea di gruppo è fino a 30 dB più alto. Con la filodiffusione radio la tensione utile al ricevitore è pure praticamente uguale a quella sulla conduttura del percorso interno. Il rimanente materiale venne così costruito da non generare alcuna altra tensione disturbante simmetrica che abbia peso.

(*) Rielaborato da notizie apparse sulla stampa tecnica europea e da *Radio Mentor*, febbraio 1962, n. 2, pag. 111.

3. - DIAFONIA

Un altro limite per la costituzione delle reti di distribuzione sta nella diafonia fra i canali di trasferimento. Circa la diafonia bisogna fare distinzione fra quella dei singoli servizi fra loro (bassa frequenza, onde lunghe e TV su filo) e quella entro un servizio (per es. fra i sei programmi a *RF*, tra loro).

Particolare importanza assume la diafonia reciproca fra i tre programmi televisivi su filo. Per evitarla si è introdotto il funzionamento Off-set a due terzi [4, 5, 6, 7, 8] e si è studiato un corrispondente sistema convertitore e regolatore. Decisiva per l'introduzione di questo sistema è stata la relativamente grande tolleranza verso la diafonia nel caso di disturbi al lato Centrale, la quale acconsente veramente di usare anche le unità più piccole della rete. Come livello di disturbo massimo per la diafonia vennero assunti — 40 dB. Questo valore venne sempre riscontrato nelle grandi reti. Nel caso di disturbo si ritengono «ancora sopportabili» — 30 dB.

	Attenuazione delle derivazioni
Cassetta di derivazione .	da 3 a 20 dB
Scatola della linea di gruppo	da 3 a 20 dB
Scatola della linea di distribuzione	10 dB

4. - ADATTAMENTO

Le reti principali hanno la disposizione di principio di fig. 1. Diversi gruppi di case sono collegate alla centrale con un cavo principale. La diramazione dal cavo principale al gruppo è effettuato in una cassetta di derivazione. Le linee di distribuzione nelle case sono collegate per mezzo di scatole di gruppo alla linea dei gruppi. Dalle linee di distribuzione nei fabbricati si diramano le singole linee di abbonato nelle scatole delle linee di distribuzione. La distribuzione dei segnali *RF* richiede adattamento in tutti i punti di derivazione. Si sono perciò fabbricati nuovi tipi di cassette di derivazione e di scatole di gruppo, nelle quali sono contenuti dei componenti per l'accoppiamento a trasformatore. Le nuove scatole delle linee di distribuzione contengono invece accoppiamenti resistivi.

Per la TV su filo sono valori tipici per tale distribuzione quelli riportati nella tabellina a fianco.

Gli smorzamenti degli attraversamenti vanno da 0,1 fino a 4 dB.

Nella distribuzione della radio su filo a *RF* sono previste simili attenuazioni nelle derivazioni come in televisione, solo all'interno delle case i rapporti sono diversi. Le linee di abbonato e le linee di distribuzione lavorano d'ordinario senza adattamento e gli apparecchi utilizzatori sono relativamente di alta resistenza. Ciò porta con se una dissipazione di potenza, che però, con le lunghezze d'onda adottate, è perfettamente ammissibile. I filtri di accoppiamento devono trasmettere contemporaneamente segnali a bassa frequenza, segnali a onde lunghe e se-

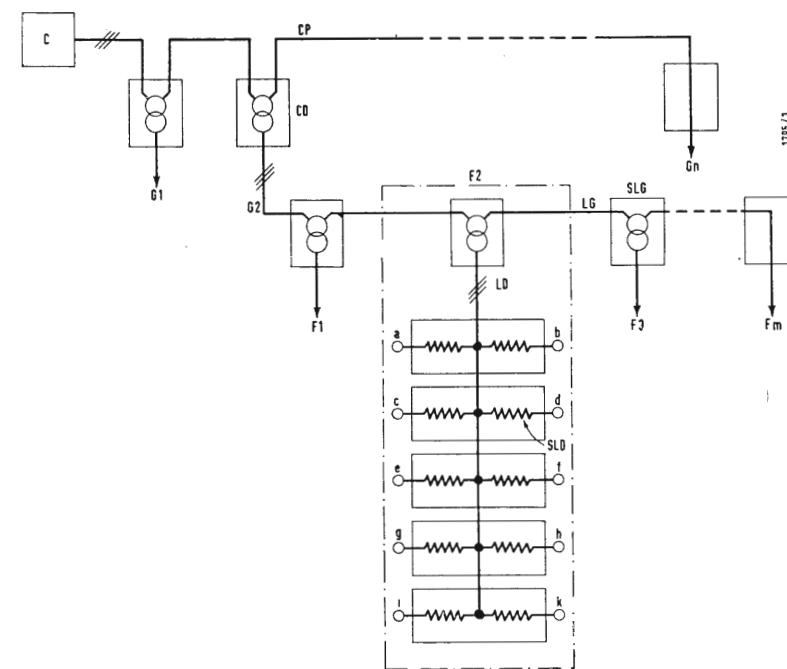



Fig. 1. - Rete di ridiffusione per la radio su filo e la televisione su filo. *C* = Centrale; *CP* = cavo principale; *G* = gruppo; *CD* = cassetta di derivazione; *LG* = linea di gruppo; *F* = fabbricato; *SLG* = scatola della linea di gruppo; *LD* = linea di distribuzione; *SLD* = scatola della linea di distribuzione.

Fig. 2. - Filtro di accoppiamento: *a*) per radio-filodiffusione a bassa frequenza e per televisione su filo; *b*) come *a*) ma con adattamento per il cavo principale; *c*) per radio filodiffusione a bassa frequenza e ad alta frequenza e per televisione su filo.

gnali a onde corte. Le fig. 2 *a*, *b*, *c*, indicano esempi tipici di circuiti. In queste figure servono come condensatori separatori quelli da 1 nF e da 10 nF; i due condensatori da 22 pF compensano le induttanze dannose dei trasformatori e delle linee di collegamento; i due condensatori da 2,2 nF sono capacità di disaccoppiamento per la *RF*. Nelle fig. 2 *b* e 2 *c* sui trasformatori per TV su filo, sono previste prese per il cavo principale. Queste prese sono necessarie, primo per rendere ragionevole la perdita di energia attraverso la derivazione 10 dB, secondo per assicurare l'eliminazione di riflessioni sul cavo principale ($Z_{01} \neq Z_{02}$) a motivo della variazione della impedenza caratteristica Z_0. Per le grandi reti con vari tipi di cavi occorre una serie di tipi di trasformatori con rapporti di trasformazione scalari, per queste prese.
La bontà di adattamento necessaria dipende dall'attenuazione dei cavi. La riflessione di un tronco brevissimo di cavo è meno dannosa, perchè non viene osservata nell'immagine, con brevi tempi di ritardo. Con i cavi più lunghi, la attenuazione del segnale riflesso gioca già maggiormente. In mezzo sta il caso più sfavorevole. Coi cavi adottati, un'attenuazione delle riflessioni di 26 dB si dimostra sufficiente.

5. - ATTENUAZIONE DEI CAVI

Le attenuazioni dei cavi a disposizione si aggira, a 7 MHz, fra 35 e 60 dB per km. L'attenuazione totale massima del sistema Centrale/ricevitore vale 74 dB; corrispondente ad una tensione di 20 V_{eff} nella centrale e di 4 mV_{eff} al ricevitore. L'attenuazione fra linea di gruppo e ricevitore vale 30 dB; se si calcolano altri 10 dB per l'attenuazione delle derivazioni, rimangono 34 dB per la massima attenuazione del cavo. Ciò corrisponde ad un'estensione di campo fuori dalla Centrale di 700 m. Per cavi più lunghi occorrono amplificatori-rélais.
La dipendenza dalla frequenza dell'attenuazione dei cavi provoca distorsione lineare dei segnali. Se si pone inizialmente un'attenuazione di 34 dB a 6,85 MHz (frequenza portante video), si genera un'attenuazione di 46 dB per la banda laterale superiore video (11,35 MHz) e 48 dB per la portante audio (12,35 MHz), in generale per i diversi tipi di cavi. La massima caduta, in corrispondenza della banda laterale superiore video, vale 12 dB, in corrispondenza della portante audio vale 14 dB. In centrale è necessaria una preenfasi di 9 dB rispetto alla portante video, a 11,35 MHz, per introdurre una caduta relativa di non più di 3 dB per gli abbonati più lontani.
I rapporti per la portante audio sono alquanto diversi. Al lato trasmittente la potenza della portante audio è limitata in modo che il rapporto video/audio sia di 10 dB. I ricevitori funzionano tuttavia senza inconvenienti anche con un rapporto di 30 dB, ossia fino alla caduta di 20 dB rispetto alla portante video. È predisposta un'attenuazione non disturbante della portante audio a MF. Questa può anche essere effettuata in Centrale.
Colla radio trasmissione su filo si deve calcolare nel campo delle onde lunghe un'attenuazione dei cavi di 6 ÷ 8 dB per km. L'attenuazione totale dell'impianto si aggira sui 46 dB. La tensione alla Centrale è 2 V_{eff}, la tensione minima al ricevitore è 10 mV. Sul cavo principale sono talvolta installati amplificatori rélais.

6. - CENTRALI DI TELEVISIONE SU FILO

Le centrali di televisione su filo sono basate sul principio della conversione del segnale. Ciò permette notevoli semplificazioni rispetto al sistema di demodulazione e modulazione (fig. 3). Presupposto indispensabile per l'impiego di convertitori era l'introduzione del funzionamento in off-set e lo sviluppo ad esso connesso di un sistema regolatore della capacità di potenza, funzionamento che permette di mantenere a un valore costante la differenza di frequenza fra due portanti convertite. Coll'uso dei convertitori alcune difficoltà provocarono modulazione incrociata dell'audio nel video. ed anche disturbi nel canale adiacente.

7. - IMPIANTI DI ANTENNA

Le Centrali irradiano i loro segnali nell'aria per mezzo delle antenne. I campi di ricezione sono la banda I o la banda III. Per la banda IV più tardi si provvederà una conversione nella banda III di completamento. La banda I in Svizzera non è sfruttabile per questo scopo, perchè è già troppo caricata. I segnali in arrivo vengono addotti attraverso selettori al proprio convertitore di frequenza. Sono anche previste antenne di riserva.

8. - CONVERTITORI

I convertitori constano dei seguenti stadi: entrata cascode, tubo mascolatore, oscillatore con tubo a reattanza, amplificatore del canale video, amplificatore del canale audio. La separazione del video e del suono viene effettuata secondo i principi di mantenimento del livello e col pericolo della modulazione incrociata (« Suono nell'immagine »). Il canale video comprende una preaccentuazione delle alte frequenze ed una regolazione ritardata che agisce sullo stadio di entrata, poi una serie di circuiti di selezione, come attenuatori del suono associato e del suono del canale adiacente.
Il canale audio a MF comprende un limitatore a molti stadi che assicura

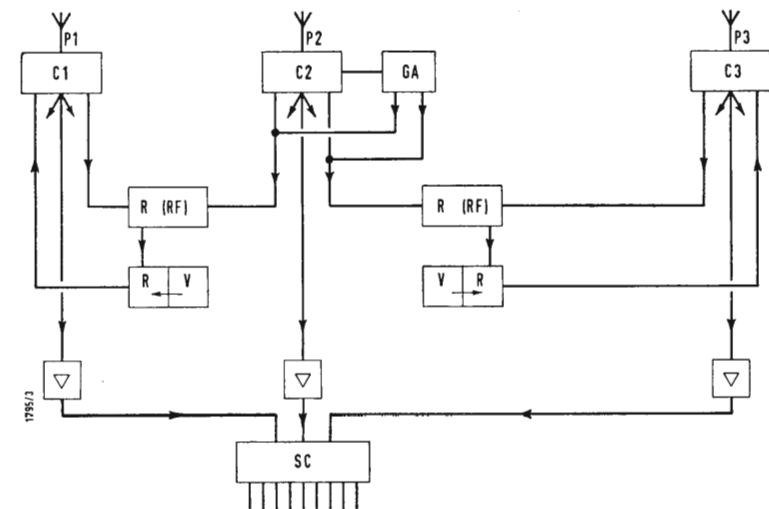



Fig. 3. - Schema a blocchi di una Centrale di TV su filo per 3 programmi. *C* = convertitore; *GA* = Generatore ausiliario; *R* = regolatore; *V* = vobulatore; *SC* = Separatore dei cavi.

un livello costante. La limitazione cessa di agire favorevolmente, quando intervengano distorsioni dovute a diffusione multipla, in quei punti della rete, nei quali il livello relativo del segnale audio diviene troppo piccolo.
Uno dei ripetitori genera, in relazione alla portante video del trasmettitore televisivo locale, un segnale di riferimento per la portante video del sistema (6,85 MHz). A scopo di controllo questo segnale può essere confrontato con un generatore a quarzo. Questo generatore ausiliario viene anche messo in funzione automaticamente, quando l'oscillatore locale si interrompe e serve allora come segnale di riferimento per l'impianto. Il segnale di riferimento (portante video locale convertita o generatore ausiliare) serve per il pilotaggio degli altri due convertitori, la frequenza degli oscillatori dei quali, viene regolata in modo che la differenza delle loro portanti video convertite sia + 10,4 kHz o — 10 kHz, rispetto al segnale di riferimento.
I convertitori comprendono un rélais comandato a transistor, che mette in funzione il proprio amplificatore di potenza, tosto che si presenta un segnale all'antenna. Contemporaneamente si ha una segnalazione corrispondente. La tensione di uscita del convertitore è 1,5 V_{eff} per il livello del sincro.

9. - AMPLIFICATORI DI POTENZA

Gli amplificatori di potenza, coi quali si può pilotare più di un convertitore, alimentano ciascuno quattro cavi e possono fornire fino a 30 W di potenza sincronizzante e 5 W di potenza audio. Sono previsti amplificatori separati per l'immagine e per il suono. La parte amplificatrice video è a due stadi, e consta di uno stadio pilota e di uno stadio finale in controfase. La parte amplificatrice audio è a un solo stadio. Entrambe le uscite degli amplificatori sono connesse assieme attraverso un filtro a due vie. Questo alimenta due gruppi di due cavi ciascuno. A questo modo viene completamente esclusa l'azione opposta delle uscite. La risposta in frequenza dell'amplificatore video prevede un'accentuazione delle gamme alte video, e pure un ulteriore filtraggio del suono associato, per mezzo di una corrispondente cellula.

10. - REGOLATORE

Il compito del regolatore automatico consiste nel mantenere la differenza di frequenza di una portante video convertita (del programma 1, ovvero 3) a + 10,4 kHz, ovvero a — 10,4 kHz rispetto al segnale di riferimento. Il segnale di riferimento è o la portante video convertita (del programma 2), o il generatore ausiliario (fig. 3).
La parte RF del regolatore consta di due canali limitatori identici con annesso stadio mescolatore. I canali sono alimentati dai segnali televisivi convertiti. Per mezzo della limitazione si conservano solo le portanti video e si eliminano le bande laterali. All'uscita dei due canali vengono mescolate le portanti video e nasce il segnale differenza, la cui frequenza deve essere 10,4 kHz. Il segnale differenza viene addotto ad un amplificatore selettivo e a un discriminatore. Il discriminatore fornisce la tensione di regolazione per il tubo a reattanza dell'oscillatore del convertitore (del programma 1, ovvero 3). A questo modo si può ottenere una regolazione di 1 : 500. Ciò basta per garantire un funzionamento off-set di 2/3 della frequenza di riga.

Con una stabilità dell'oscillatore di 10^{-4}, a circa 200 MHz, la massima variazione dell'oscillatore è di ± 20 kHz ed il massimo errore, risultante da essa, della frequenza dell'off-set è ± 40 Hz. Per il raggiungimento di un off-set di precisione, si è dovuto elevare notevolmente la pendenza di regolazione. La caratteristica della frequenza di riga al lato trasmissione dovrebbe acconsentire in generale un tale funzionamento.

Il sistema di regolazione ha naturalmente un campo di tenuta molto ristretto. È perciò necessario adottare un generatore vobulatore, che viene automaticamente in funzione quando manca il segnale sovrapposto di 10,4 kHz. Il rélais-generatore vobulatore è disposto dietro un amplificatore selettivo per 10,4 kHz. Il generatore fornisce una tensione di regolazione a denti di sega, che esplora in 5 secondi l'intero campo di regolazione del tubo a reattanza. Quando con la scansione si raggiunge l'esatta sintonia, il rélais vobulatore viene automaticamente escluso e la regolazione svolge la sua azione. Vobulazione e regolazione vengono automaticamente escluse nel convertitore, quando il corrispondente trasmettitore televisivo non funziona.

11. - AMPLIFICATORI DEI RELAIS

Gli amplificatori dei rélais sono fatti per la potenza di uscita di 7 W. Essi comprendono un preamplificatore ed uno stadio finale in controfase. È prevista un'accentuazione delle frequenze più alte. Gli amplificatori sono by-passati con una cellula di filtro passa-basso, che collega l'entrata con l'uscita il passaggio dei segnali di bassa frequenza e a onde lunghe. Gli amplificatori hanno anche canali diretti per i segnali della diffusione su filo a bassa frequenza e ad alta frequenza. Ciascun amplificatore comprende il suo proprio alimentatore.

12. - APPARECCHIATURE DI ABBONATO

L'apparecchiatura di abbonato per televisione su filo comprende un commutatore selettore di programma e un deviatore, che sono contenuti nella scatola dell'abbonato, un trasformatore simmetrizzatore e un ricevitore televisivo per filo. Il ricevitore è un comune ricevitore di tipo domestico, che possiede anche una sezione del selettore di canali per la banda da 5,5 a 12,5 MHz. Il trasformatore di entrata si trova sopra una base separata ed è adatto a tutti i tipi di ricevitori. Le sezioni del selettore di canali possono essere costruite per tutti gli apparecchi normali del commercio. Si è avuto cura di fare in modo che il ricevitore rimanga ancora utilizzabile con un'antenna; il ricevitore presenta accanto all'entrata per la televisione su filo anche la comune entrata di antenna.

Il trasformatore simmetrizzatore lavora insieme col circuito di entrata e garantisce una soppressione delle tensioni dissimmetriche rispetto a terra di oltre 70 dB. Il trasformatore simmetrizzatore è introdotto in un tubetto e costituisce un'unità col cavo di collegamento. Deviatore e commutatore di programma sono montati su un telaio, che può essere installato in una scatola opportunamente disposta. Questo telaio può accogliere anche il regolatore di volume della radiofilodiffusione a bassa frequenza, o il trasformatore di abbonato per la radiofilodiffusione a radio frequenza.

Questo trasformatore è provvisto di un condensatore separatore per la bassa frequenza ed è dissimmetrico al lato del secondario; esso contiene un nucleo aperto di ferrite ed ha una schermo di foglia di rame fra gli avvolgimenti. Questi trasformatori vengono tarati per una soppressione di 60 dB delle tensioni dissimmetriche rispetto a terra. Essi vengono impregnati in araldite e costituiscono un gruppo compatto. Vengono fabbricati diverse varietà con rapporti di trasformazione gradatamente variabili.

13. - BIBLIOGRAFIA

[1] R. I. Kinross: *Distribuzione di TV su filo*, Proc. Soc. Relay Engrs. Vol. IV, n. 2 - maggio 1957.

[2] K. A. Russel: *Relay televisivi con particolare riguardo all'impianto relay di TV*, B.R.W. Mark II. Proc. Soc. Relay Engrs. Vol. IV, n. 5 - settembre 1958.

[3] A. P. Bolle: *Alcuni problemi relativi al servizio sperimentale di TV su filo realizzato nei Paesi Bassi.* HET PTT-Bedrijf Dell IX, n. 3 - novembre 1959.

[4] *Rapporto segnale desiderato al segnale indesiderato nella TV in bianco e nero.* C.C.I.R. Rapport n. 82, Varsavia 1956, VIII assemblea plenaria, Vol. 1.

[5] *Rapporto segnale desiderato al segnale indesiderato in TV.* C.C.I.R.; documenti commissione studi del C.C.I.R. Periodo 1956-1959, Doc. XI/2F, 20 febbraio 1958.

[6] W. L. Behreud: *Riduzione dell'interferenza del co-canale per mezzo di preciso controllo di frequenza delle portanti immagine di TV.* RCA Review, Vol. 17, n. 4 dicembre 1958; Vol. 20, n. 2 giugno 1959.

[7] L. C. Middlekamp: *Riduzione dell'interferenza del co-canale di TV per mezzo di off-set di grande precisione della frequenza portante.* Institute of Radio Engineers Transactions, Broadcast. Transm. Syst. n. PGBTS-12 dicembre 1958.

[8] H. Hopf: *Studi sul funzionamento di trasmettitori di TV con off-set di precisione delle frequenze portanti.* Rundfunktechnische Mitteilungen, Jahrg. 2 n. 6, dicembre 1958.

A

Nuove cariche direttive nel gruppo costruttori radio e televisione ANIE

Sotto la presidenza dell'ing. Piero Anfossi si è riunito in assemblea il Gruppo Costruttori Radio e Televisione dell'ANIE (Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche).

Scopo dell'assemblea era di eleggere il nuovo Consiglio per il biennio 1962/63 e di procedere alla nomina del Capo Gruppo e dei due Capi Sezione.

A comporre il Consiglio sono stati designati i signori: Alfieri ing. Vittorio, Brion per ind. Giuseppe, Broso dott. Umberto, Buzzoni dott. Dino, Cannas ing. Antonio, Costa ing. Alberto, Danieli ing. Giuseppe, Farnoux ing. Abel, Ferrari Loranzi comm. Arrigo, Finardi dott. Enzo, Gallo dott. Giuseppe, Giaccone col. Leandro, Giovanelli rag. Francesco, Koch prof. Renato, Kuhn-Bubna René, Poss Alessandro, Puccinelli rag. Ugo, San Pietro Carlo, Silvestro dott. Giuseppe, Soffietti cav. lav. rag. Giuseppe, Stanghi Sergio, Trucillo dott. Fausto, Velicogna comm. Luciano, Verdesi comm. Giordano Bruno, Vincenzetto rag. Mario, Zanesini Andrea.

A Capo Gruppo è stato confermato il dott. Fausto Trucillo che riveste questa carica dal 1954.

Inoltre sono stati nominati Capo Sezione «Apparecchi finiti» l'ing. Giuseppe Gallo e Capo Sezione «Componenti elettronici» il sig. Carlo San Pietro.

Un nuovo alimentatore per alte tensioni è presentato dalla Sorensen. Fornisce tensioni tra 0 e 7,5 kV con 12 mA e tra 0 e 30 kV con 2 mA. L'ondulazione è inferiore all'1,5%.

Il Presidente del C.N.R. annuncia la costituzione dell'Istituto Nazionale per le ricerche spaziali

Il giorno 11 aprile u. s. ha avuto luogo, nel Salone delle adunanze del Consiglio Nazionale delle Ricerche, una conferenza-stampa alla quale hanno partecipato il Prof. Giovanni Polvani, Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, ed il Prof. Luigi Broglio, Presidente della Commissione italiana del C.N.R. per le ricerche spaziali, per dare notizia della costituzione, come Organo del Consiglio Nazionale delle Ricerche, dell'Istituto italiano per le ricerche spaziali.

Sono intervenuti alla manifestazione i giornalisti dei maggiori quotidiani politici ed economici italiani, giornalisti rappresentati la stampa estera in Italia, informatori di Agenzie di stampa italiane ed estere, giornalisti della RAI-TV, rappresentanti dei periodici specializzati nel settore, i Capi degli Uffici stampa della Presidenza del Consiglio e dei Ministeri interessati al programma italiano di ricerche spaziali, gli Addetti agli Uffici stampa di numerose Ambasciate estere in Italia. *(i. s.)*

Il programma dei «corsi estivi» della scuola internazionale di fisica «Enrico Fermi» a Varenna

Secondo la tradizione, di elevato e particolare valore internazionale, anche per quest'anno, la Società Italiana di Fisica, presieduta dal 1962 dal Prof. Gilberto Bernardini, ha promosso i «Corsi estivi» della Scuola internazionale di fisica «Enrico Fermi», sotto gli auspici del Ministero della Pubblica Istruzione, del Consiglio Nazionale delle Ricerche e del Comitato Nazionale per l'energia nucleare.

Grazie ai contributi degli Enti sopraddetti, della N.A.T.O. e di altri Enti, Società ed Organizzazioni italiane e straniere, la Scuola terrà a Varenna sul lago di Como, nella Villa Monastero, messa gentilmente a disposizione dall'Ente Villa Monastero, cinque «Corsi estivi».

Il 1° Corso sarà dedicato alle «*Ricerche spaziali e il sistema solare*». Dal 4 al 16 giugno, verranno trattati i seguenti argomenti:

Risultati e prospettive delle ricerche spaziali, con particolare riferimento ai problemi della struttura e dell'origine del sistema solare. Specificatamente: Fisica del sole; Plasma, campi magnetici e particelle energetiche nello spazio interplanetario; Cinture di radiazione; Atmosfere dei pianeti; Struttura interna dei pianeti.

Il 2° Corso sarà dedicato alla «*Teoria dei plasmi*». Dal 9 al 21 luglio, verranno trattati i seguenti argomenti: Strati dei plasmi; Teoria delle scariche nei gas; Instabilità resistive; Applicazioni del principio energetico; Microinstabilità; Teoria non lineare; Teoria fondamentale della stabilità; Meccanica statistica dei plasmi.

Il 3° Corso sarà dedicato alle «*Particelle elementari*». Dal 23 luglio al 4 agosto, verranno trattati i seguenti argomenti: Nuovi mesoni e stati risonanti nella fisica delle interazioni forti: *a*) parte teorica; *b*) parte sperimentale; Argomenti selezionati sulle particelle strane: *a*) parte teorica; *b*) parte sperimentale; Fattori di forma delle particelle elementari dedotti dalle relazioni di dispersione.

Il 4° Corso sarà dedicato alla «*Dispersione ed assorbimento del suono nei processi molecolari*». Dal 6 al 18 agosto, verranno trattati i seguenti argomenti: Teorie dei fluidi; Rilassamento di vibrazione e rotazione nei gas; Rilassamento di traslazione nei gas; Rilassamento termico nei liquidi; Rilassamento strutturale e di scorrimento nei liquidi; Rilassamento negli elettroliti; Polimeri; Calcolo teorico dei tempi di rilassamento.

Il 5° Corso sarà dedicato alla «*Evoluzione delle stelle*». Dal 20 agosto al 1 settembre, verranno trattati i seguenti argomenti: Il problema dell'evoluzione delle stelle esaminato sulla base dei dati di osservazione; Gli stati iniziali dell'evoluzione delle stelle; Il calcolo dei modelli stellari; Evoluzione chimica delle stelle; Nane bianche; La linea d'instabilità della struttura stellare nell'evoluzione delle stelle; L'evoluzione delle stelle e le galassie; Stelle tipo T Tauri e questioni relative; Indicazioni sul processo di formazione delle stelle desunte dall'osservazione. *(i.s.)*

La Measurements Co. annuncia il frequenziometro mod. 760, progettato in particolar modo per le operazioni di messa a punto di ricetrasmettitori portatili a due vie. Autoalimentato è di uso assai rapido e sicuro.

I Grandi dell'elettricità e dell'elettronica

Siamo lieti di invitare tutti i nostri lettori a partecipare ad una nuovissima iniziativa della Philips S.p.A.

Si tratta di offrire ai solutori di facilissimi «Quiz» — che a partire da questo fascicolo pubblicheremo mensilmente sulla nostra rivista — la possibilità di ricevere del tutto gratuitamente delle serie di figurine a tre colori che formeranno alla fine una bellissima collezione (48 figurine) illustrative delle personalità e delle principali scoperte dei «grandi dell'elettricità e dell'elettronica».

I dieci punti del «Regolamento» spiegano compiutamente la meccanica della collezione. Per potere venire in possesso dell'intera collezione occorre risolvere tutti i Quiz: il primo è pubblicato in questo fascicolo, gli alrri seguiranno nei prossimi numeri. Ricordate, gentili lettori, di scrivere il Vostro indirizzo sulla cartolina — contenente la soluzione del Quiz — che invierete alla Philips S.p.A.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Continental modelli CM926 e CM927

Fig. 1 - Aspetto di un ricevitore per televisione CONTINENTAL mod. CM926.

1. - GENERALITA'

I ricevitori per televisione modelli CM926 e CM927, sono costruiti dalla ditta CONTINENTAL ELECTRIC di Manlio Capriotti di Genova- Sampierdarena.

Il modello CM926 de Luxe, dispone di un tubo da 19" ed è atto alla ricezione di tutti i canali italiani VHF, oltre ad altri per un totale di 12.

Il gruppo UHF, per la ricezione del 2° programma, è incorporato. La tastiera frontale consente la scelta dei programmi, la regolazione della tonalità e della definizione dell'immagine. Gli altoparlanti sono due, per note basse e note alte, di cui uno frontale. Il modello CM926 de Luxe è realizzato in una versione di lusso da tavolo ed in legno pregiato. Il circuito è simile al modello precedente con la differenza che dispone di un cinescopio da 23". Ambedue i modelli dispongono di 20 valvole con un totale di 39 funzioni di valvola. I due sintonizzatori VHF e UHF sono stati costruiti in modo tale che il soffio è praticamente nullo la qualcosa permette di ottenere delle immagini molto nitide e prive di fondo. Ottima pure la riproduzione sonora i cui registri sono commutabili tramite la tastiera.

2. - COMANDI

I vari comandi sono disposti nel seguente modo:

comandi normali: 1°) regolazione del volume (P_1); 2°) regolazione del contrasto (P_2); 3°) regolazione della luminosità (P_3); 4°) sintonia fine VHF; 5°) sintonia fine UHF; 6°) selettore di canale.

comandi a tastiera: 1°) interruttore; 2°) definizione video (media o alta); 3°) regolazione audio (acuti); 4°) regolazione audio (bassi); 5°) secondo programma.

comandi interni: 1°) linearità orizzontale; 2°) larghezza immagine; 3°) regolazione del CAS (P_7); 4°) linearità verticale (P_6); 5°) altezza (P_5); 6°) focalizzazione (P_8); 7°) frequenza verticale (P_4); 8°) frequenza orizzontale (B_{108}).

Fig. 2 - Disposizione dei componenti sul telaio verticale.

Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul telaio verticale visti dall'antenna.

3. - VALVOLE

V_1 = 8T27 amplificatrice a radio frequenze; V_2 = convertitrice-oscillatrice V_3 = 6P4 1ª amplificatrice di media frequenza; V_4 = 6P4 2ª amplificatrice di media frequenza; V_5 = 6P4 3ª amplificatrice media frequenza; V_6 = 6P2 amplificatrice media frequenza 2; V_7 = 6TD34 discriminatrice e amplificatrice audio; V_8 = 16TP8 cancellazione traccia orizzontale, finale audio; V_9 = 15TP7 amplificatrice video, amplificatrice CAS; V_{10} = 12ET1 separatrice, limitatrice; V_{11} = 16TP6 stabilizzatrice verticale e amplificatrice verticale; V_{12} = 6TD34 comparatrice di fase, oscillatrice verticale; V_{13} = 9TP4 oscillatrice orizzontale e tubo a reattanza; V_{14} = 25F7 amplificatrice orizzontale; V_{15} = 17R7 diodo smorzatore; V_{16} = 1R6 raddrizzatrice EAT; V_{17} = V_{18} = 19R3 raddrizzatrici alta tensione; V_{19} = 6T1 (6AF4A) gruppo UHF; V_{20} = 8T27 amplificatrice convertitrice UHF; OA73 = rivelatore video. Tubi catodici, 19" = 19CVP4; 23" = 23DKP4.

4. - MESSA A PUNTO

Per la messa a punto e l'eventuale taratura dei vari circuiti dei suddetti televisori si seguiranno le solite norme già ripetutamente indicate nella descrizione di altri televisori della stessa casa costruttrice. D'altra parte i numerosi punti di controllo, indicati chiaramente sia nello schema elettrico, che come al solito è pubblicato nella rubrica *Archivio schemi* in questo stesso numero, sia nella pianta dello chassis, visibile in fig. 2, consentono un rapidissimo controllo dei principali circuiti senza che il tecnico sia costretto a difficili operazioni di smontaggio.

5. - CONTROLLO DELLE TENSIONI

È ormai noto come il controllo delle tensioni dei vari circuiti di un televisore permetta la rapida individuazione di un'avaria in almeno il 70% dei casi A tale scopo, per facilitare il compito dei nostri lettori che si debbano accingere alla verifica di uno di questi televisori, nella tabella 1 indichiamo i valori delle tensioni che si debbono riscontrare ai vari piedini delle singole valvole.

Occorre tenere presente che dette tensioni sono state misurate su di un televisore caldo predisposto per una rete di 125 V ed alimentato, naturalmente, con una tensione di 125 V esatti e con frequenza di 50 Hz.

Le tensioni contrassegnate da un asterisco sono state rilevate tramite un voltmetro a valvola in corrente continua, avente una resistenza di ingresso praticamente infinita, e mediante la interposizione di una resistenza da 2 MΩ fra il punto di misura e l'elettrodo sensibile del voltmetro.

La misura delle tensioni anodiche è stata effettuata con un voltmetro in corrente continua avente 20.000 Ω per V.

La misura delle tensioni alternate (contrassegnate con c.a.) è stata ese-

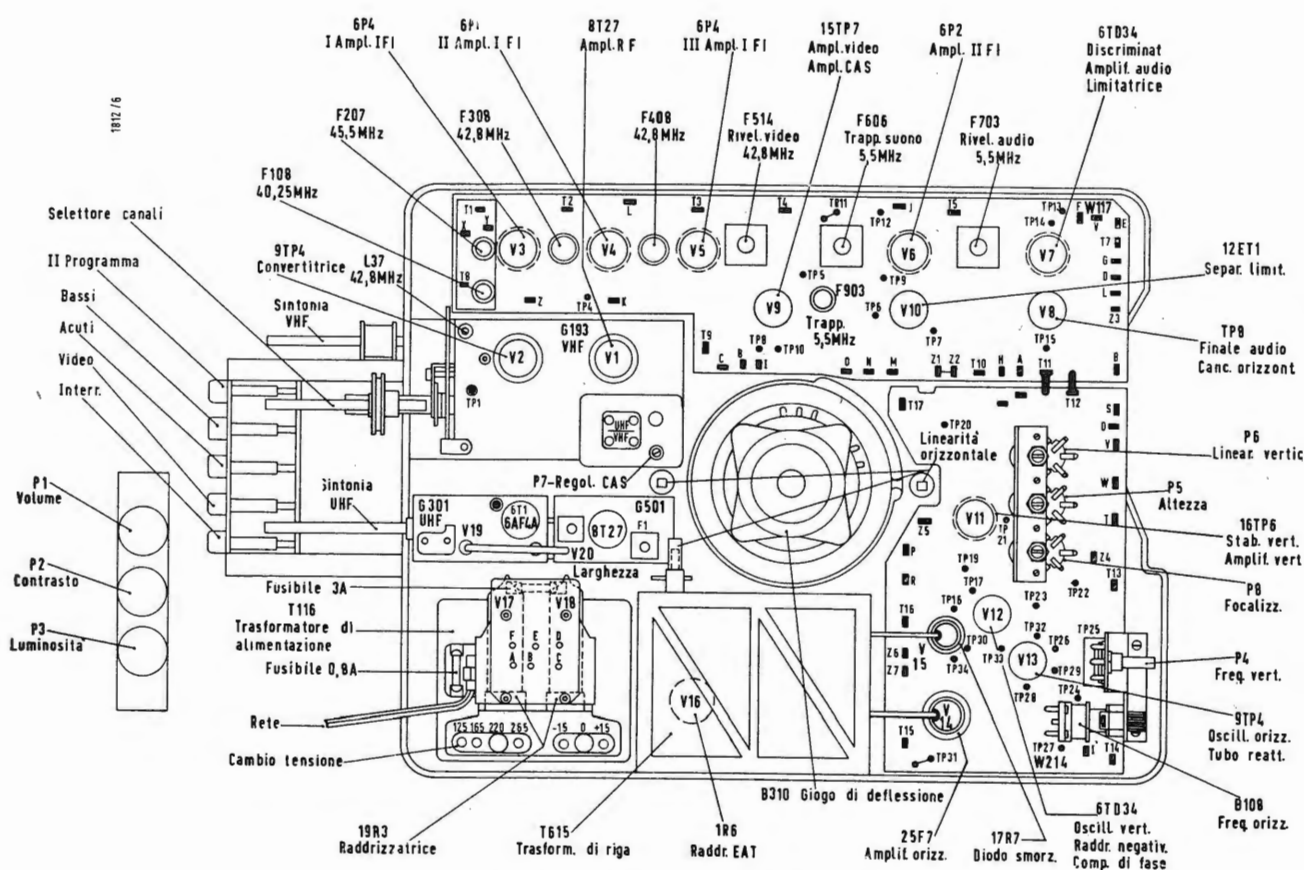



Tabella 1. – Controllo delle tensioni.

Sigla	Tipo	TENSIONI AL PIEDINO (V)								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
V_1	8T27	+180	+94*	+98	16,8 c.a.	9,1 c.a.	+98	+0,3* —3*	0	—
V_2	9TP4	0	—2*	+68	9,1 c.a.	0	+144	+108*	0	—3,5*
V_3	6P4 6CB6	—6*	0	112,5 c.a.	106 c.a.	+160 +174	+165 +175	0	—	—
V_4	6P4 6CB6	—2,8* —3,8*	+0,28*	106 c.a.	99,5 c.a.	+126 +152	+160 +172	0	—	—
V_5	6P4 6CB6	0	+2,4*	99,5 c.a.	93 c.a.	+152 +166	+166 +174	0	—	—
V_6	6P2 6AU6	—1* —4,7*	0	64,2 c.a.	58,9 c.a.	+113 +127	+113 +130	0	—	—
V_7	6TD34	—9,8* —12,8*	—25* —31,5*	—9,8* —12,8*	58,9 c.a.	52 c.a.	—2,4 —2,7* *	0	0,7* —	+66
V_8	16TP8 PCL82	—24* —27*	+17,2	0	34 c.a.	52 c.a.	+212	+197	+17,2	+172
V_9	15TP7 PCL84	+29,4 +32,2	—51* —54*	+36,4 +38	93 c.a.	78 c.a.	+124 +155	+1,8 +3	—1,7* +0,8*	+196
V_{10}	12ET1	0 —0,74*	0	—12* —33*	78 c.a.	64,2 c.a.	+30 +35	+30	+78	+36,4 +38
V_{11}	16TP6 PCL82	—1,4*	+16	+0,6*	0	17,2 c.a.	+194	+203	0	+105
V_{12}	6TD34	—28,5*	—28,5*	—2,4*	27 c.a.	34 c.a.	—78*	0	—19*	+114*
V_{13}	9TP4	+3,45	—2,3*	+196	27 c.a.	17,2 c.a.	+192	+156	+3,45	—26,5*
V_{14}	25F7 PL36	—	16,8 c.a.	0	+126	—31*	—	43 c.a.	0	—
V_{15}	17R7 PY81	0	—	—	59,5 c.a.	43 c.a.	—	—	—	+203
V_{16}	1R6 1X2B	—	—	—	—	—	—	—	—	—
V_{17}	19R3 PY82	—	—	+229	59,5 c.a.	79 c.a.	—	—	—	220 c.a.
V_{18}	19R3 PY82	—	—	+229	79 c.a.	99 c.a.	—	—	—	220 c.a.

FORME D'ONDA

PIEDINO 8 DI V9 (f = 7812 Hz) — PIEDINO 6 DI V9 (f = 7812 Hz)
PIEDINO 3 DI V10 (f = 7812 Hz) — PIEDINO 6 DI V10 (f = 7812 Hz)
PIEDINO 8 DI V10 (f = 7812 Hz) — PIEDINO 8 DI V12 (f = 25 Hz)
PIEDINO 9 DI V12 (f = 25 Hz) — PIEDINO 3 DI V11 (f = 25 Hz)
PIEDINO 6 DI V11 (f = 25 Hz) — PIEDINO 9 DI V11 (f = 25 Hz)
PIEDINO 1 DI V8 (f = 7812 Hz) — PIEDINO 9 DI V8 (f = 7812 Hz)
TERMINALE A DI T506 (f = 25 Hz) — PIEDINO 2 DI V12 (f = 7812 Hz)
PIEDINO 3 DI V12 (f = 7812 Hz) — TERMINALE 1 DI B108 (f = 7812 Hz)
PIEDINO 6 DI V13 (f = 7812 Hz) — PIEDINO 9 DI V13 (f = 7812 Hz)
PIEDINO 5 DI V14 (f = 25 Hz) — PIEDINO 2 DI V9 (f = 7812 Hz)
PIEDINO 7 DI V11 (f = 25 Hz) — PIEDINO 3 DI V13 (f = 25 Hz)

Fig. 4 - Forme d'onda che possono essere ritrovate nei diversi punti del circuito elettico.

guita con un voltmetro per corrente alternata a valore efficace.

Qualora siano indicati due valori ciò sta a significare che la tensione presa in esame può variare fra essi in relazione alle caratteristiche della ricezione che dipendono dalla intensità del segnale, dal contrasto, eccettera.

Tutti i valori segnalati si riferiscono al potenziale di massa del telaio.

6. - CONTROLLO DELLE FORME D'ONDA

In figura 4 sono indicate le forme di onda che si debbono riscontrare nei principali punti del circuito che sono anche segnati sullo schema elettrico. Tali forme d'onda, per le quali è indicata anche la relativa tensione, sono state rilevate facendo uso di un oscilloscopio a larga banda, dotato di probe,

avente una capacità di 15 pF ed una resistenza praticamente infinita.

7. - RICERCA SISTEMATICA DEI GUASTI NEI TELEVISORI (seguito)

Nel numero scorso abbiamo preso in esame il caso più semplice di avaria che possa interessare un televisore e le cui caratteristiche erano l'assenza del *raster*, e di conseguenza dell'immagine e dell'audio.

Adesso analizzeremo brevemente il caso in cui sia presente il *raster* e manchino tanto l'immagine quanto il suono.

Innanzi tutto occorre far notare che consente di affermare 1°) che le tensioni applicate al cinescopio sono in ordine, 2°) che la sezione relativa la base dei tempi funge regolarmente, 3°) che l'avaria non può essersi prodotta nei circuiti che interessano l'amplificatore a media frequenza audio e nel relativo rivelatore e tanto meno nei circuiti dell'amplificatore a bassa frequenza. Infatti se il guasto fosse localizzato in uno di questi circuiti il suono sarebbe assente ma l'immagine dovrebbe essere visibile. 4°) parallelamente al caso precedente il guasto non può interessare i circuiti dell'amplificatore a media frequenza video e relativo rivelatore, o l'amplificatore video,

Fig. 5 - Schema a blocchi di un televisore convenzionale.

Fig. 6 - Schema a blocchi di un televisore intercarrier.

tale tipica avaria interessa circuiti differenti a seconda che essa si riferisca ad un televisore del *tipo convenzionale* oppure del *tipo intercarrier*.

Esamineremo perciò i due casi separatamente.

Televisore convenzionale (fig. 5). *Il raster è presente ma sono assenti tanto l'immagine quanto il suono.*

Innanzi tutto la presenza del raster perchè ciò provocherebbe la scomparsa dell'immagine ma non del suono.

Di conseguenza qualora si verifichino le condizioni segnalate più sopra si dovrà concludere, nel caso di un televisore di tipo convenzionale, che la avaria interesserà senz'altro un punto qualsiasi dei circuiti compresi fra l'entrata di antenna, l'amplificatore a radio frequenza, il circuito mescolatore,

(segue a pagina 274)

dott. ing. Ferruccio Bebber

Raddrizzatori controllati al silicio*

Il raddrizzatore controllato al silicio (TCR) è un dispositivo di commutazione bistabile di grande potenza, analogo ad un thyratron o ad un ignitron, con un tempo di commutazione dell'ordine dei microsecondi. Il TCR è costituito da tre giunzioni PN (PN-PN), contenute in una capsula e interconnesse in modo da rendere possibile una commutazione controllata.

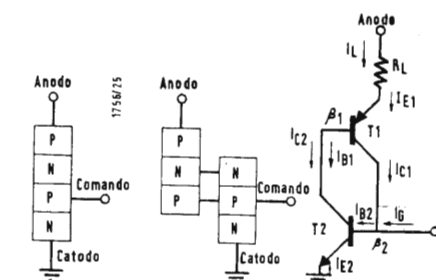



Fig. 1 - Circuito equivalente.

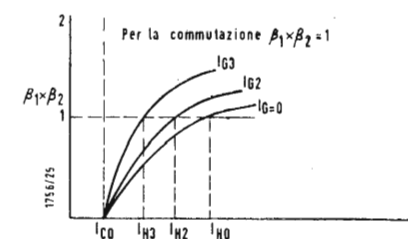



Fig. 2*a* - Criteri di inserzione.

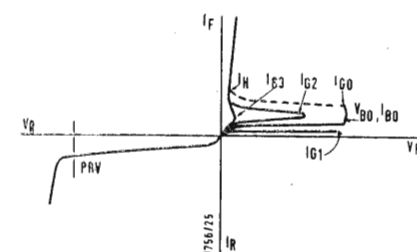



Fig. 2*b* - Caratteristiche tipiche *V-I*.

1. - TEORIA DI FUNZIONAMENTO

La teoria di funzionamento può essere meglio compresa riferendosi alla figura 1, dove è indicato un dispositivo *PNPN* con i suoi due transistori equivalenti: una coppia di transistori complementari — *PNP* e *NPN* — internamente riuniti, in modo che la base e il collettore di un transistore siano rispettivamente connesse al collettore e alla base dell'altro transistore.

I due coefficienti di amplificazione β_1 e β_2 dei transistori T_1 e T_2 variano in funzione della corrente che fluisce dal collettore di un transistore verso la base dell'altro. Quantitativamente si dimostra che entrambi i transistori risultano commutati in condizioni di conduzione, quando il prodotto dei coefficienti di amplificazione risulta uguale ad uno. Qualitativamente il fenomeno di commutazione, dallo stato di non conduzione a quello di conduzione, si spiega nel modo descritto appresso.

Se all'anodo è applicata una tensione positiva (essendo aperto l'elettrodo di comando), le giunzioni *PN*, superiore e inferiore, vengono polarizzate in senso diretto, mentre la giunzione *PN* centrale è polarizzata in senso inverso. Il dispositivo si comporta allora come un comune raddrizzatore al silicio con una giunzione *PN* singola polarizzata in senso inverso, per cui circola solo una piccola corrente di dispersione (I_S). Questa condizione di dispositivo « aperto » persisterà, finchè la tensione anodica saranno aumentate sino al punto in cui la giunzione centrale si perfora (effetto valanga); il dispositivo entra allora in stato di conduzione saturo di portatori, e la corrente che circola è limitata solo dall'impendenza del circuito esterno.

La condizione di dispositivo « chiuso » è il risultato del valore assunto dai coefficienti beta dei due transistori in funzione della corrente di dispersione. Infatti quest'ultima varia con la tensione e la temperatura, ed un aumento dell'una o dell'altra si traduce, come già detto, in un aumento della corrente erogata dal collettore di un transistore verso la base dell'altro. Quando il flusso di corrente è sufficientemente elevato da far sì che il prodotto dei coefficienti beta sia uguale ad uno, il dispositivo si porta in condizioni di massima conduzione, secondo la relazione che lega la corrente nel dispositivo ai coefficienti di amplificazione dei due transistori che lo compongono.

Un funzionamento basato solamente sul fenomeno sovradescritto è molto critico e limitato nelle applicazioni; di qui l'aggiunta di un terzo conduttore — il conduttore di comando —. Con l'iniezione di portatori nel conduttore di comando le condizioni di inserzione del *TCR* possono essere controllate più strettamente e il tempo di inserzione può essere apprezzabilmente ridotto. Anche in questo caso la perforazione è il risultato del valore assunto dai due coefficienti beta, e la commuatazione ha luogo quando essi aumentano in modo tale che $\beta_1 \cdot \beta_2 = 1$ (Fig. 2*a*).

In queste condizioni la tensione anodica necessaria per l'innesco vero e proprio del dispositivo deve essere solo di uno o due volt invece dei 50 ÷ 400 V, necessari per un dispositivo a quattro strati senza il conduttore di comando.

La condizione di saturazione, che segue alla perforazione, permane per un fenomeno di rigenerazione continua, finchè la corrente nel dispositivo non è costretta a scendere al di sotto di un determinato valore minimo, chiamato corrente di tenuta (I_H). (Fig. 2*b*)

Il *TCR* si comporta in modo simile a un thyratron; il comando, dopo avere innescato il dispositivo, non può più controllarlo. Il dispositivo deve essere disinserito staccando l'anodo dal polo positivo di batteria per collegarlo ad una tensione negativa, oppure riducendo la corrente diretta (I_F) al di sotto del valore della corrente di tenuta (I_H).

2. - CARATTERISTICHE V-I DIRETTE E INVERSE

Dalle figure 2*a* e 2*b* si può rilevare, che utilizzando il terzo elettrodo (di comando) il punto, in cui si ha conduzione nel senso diretto, può essere variato in funzione della tensione pilota applicata al comando. In assenza di segnale pilota, il dispositivo si perfora per una tensione anodo-catodo pari a V_{BO}. Sempre secondo la figura 3, se la tensione diretta V_F applicata è minore di V_{BO}, il dispositivo *PNPN* si comporta molto similmente a un transistore. Con la iniezione di una piccola corrente (I_{G1}) nell'elettrodo di comando, i portatori iniettati dalla giunzione *PN* superiore non raggiungono la giunzione centrale ed è impossibile una commutazione in stato di inserzione. Come la corrente di comando viene aumentata, il coefficiente beta della sezione *PNP* superiore diviene apprezzabile, e si ottiene la commutazione secondo la curva I_{G2}. Un ulteriore incremento della corrente di comando genera le curve caratteristiche rappresentate da I_{G3} e V_{F3} nelle figure 2*a*, 2*b* e 3. In figura 3 il ritardo di inserzione (con una corrente di comando I_{G2}) è dovuto al tempo richiesto dai portatori per arrivare alla base della sezione *NPN*; i portatori non raggiungono immediatamente la base, ma vi arrivano dopo un tempo finito per un processo di diffusione. Dalla figura 3 è quindi evidente che il tempo di inserzione si riduce impiegando una corrente pilota adeguata. Se al raddrizzatore controllato è applicata una tensione inversa, le giunzioni *PN* superiore e inferiore sono polarizzate in senso inverso, per cui circola solo una corrente di dispersione come avviene con i normali raddrizzatori al silicio.

Dall'esame delle caratteristiche risulta che vi potrebbero essere due tensioni nominali per il raddrizzatore: *PRV* e V_{BO} ($I_G = O$); ma in pratica la tensione nominale indicata si riferisce alla minore delle due. In generale, per la maggior parte dei dispositivi è il punto V_{BO} che determina la tensione nominale indicata, poichè la regione valanga della caratteristica inversa si trova, in valore assoluto, al di là di questo punto. Nel valore nominale indicato è compreso un fattore di sicurezza tale, da garantire un soddisfacente funzionamento per il dato campo di temperatura.

(*) Rielaborato da una pubblicazione della TRANSITRON EL. CORP. di cui sono Agenti esclusivi: i MILANO BROTHERS, Milano.

Fig. 3 - Corrente di comando per l'inserzione e forme d'onda della tensione anodica.

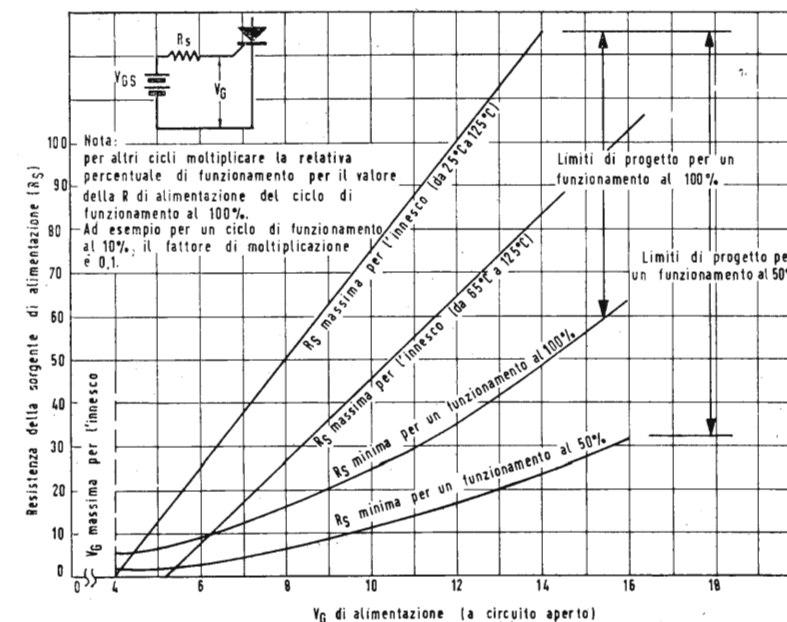
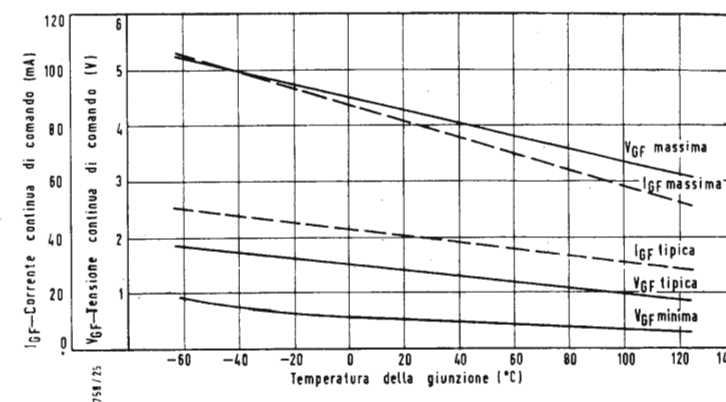



Fig. - 4 Caratteristiche di comando per l'innesco e guida alla realizzazione del circuito di comando.

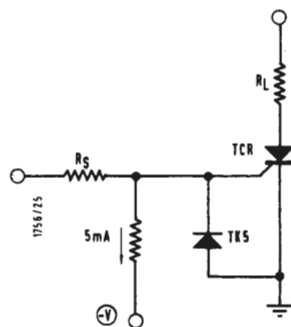



Fig. 5 - Circuito di stabilizzazione.

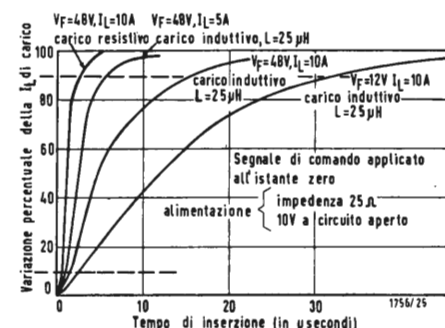



Fig. 6 - Caratteristiche tipiche di inserzione.

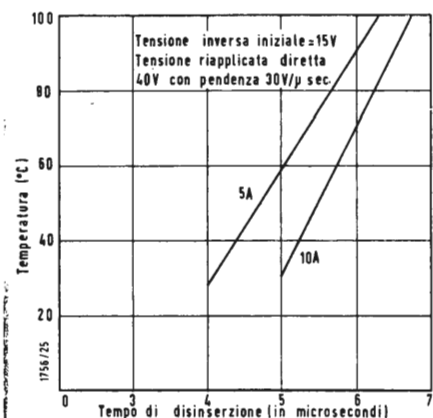



Fig. 7*a* - Caratteristiche tipiche di disinserzione.

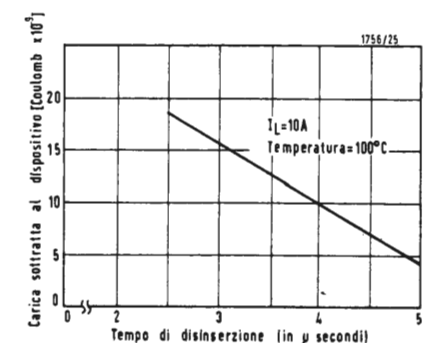



Fig. 7*b* - *Q* in funzione del tempo di disinserzione.

3. - CARATTERISTICHE DI COMANDO

Le caratteristiche di comando per il raddrizzatore controllato al silicio tipo 20 sono rappresentate in figura 4. Sono indicati i valori massimi, minimi e tipici della tensione e della corrente pilota di innesco in funzione della temperatura, e i particolari per la realizzazione del circuito di comando.
Le condizioni di comando sono soggette a limitazioni, allo scopo di evitare danni al dispositivo. La corrente di picco di comando (i_g) non deve superare 3 A; la massima dissipazione della potenza di comando deve essere limitata a 10 W e quella media a 1 W.
Nella figura 4 in basso sono dati i valori delle resistenze massime ammissibili per l'innesco in due gamme diverse di temperatura (da + 25°C a + 125°C e da — 65°C a + 125°C), e delle resistenze minime per un funzionamento periodico al 50% e al 100%. Curve simili possono essere ricavate per altri cicli di funzionamento e condizioni diverse di temperatura. Oltre alle limitazioni suddette, in condizioni di innesco positivo è essenziale che la tensione negativa sul comando sia mantenuta inferiore a —10 V; per ottenere questo si raccomanda di collegare un diodo tra catodo ed elettrodo di comando. Analogamente deve essere limitata la tensione positiva sul comando, quando all'anodo è applicata una tensione inversa.
Il funzionamento ad alta temperatura è reso più sicuro, polarizzando negativamente il comando rispetto al catodo, come indicato in figura 5, con una sorgente di corrente capace di erogare 5 mA. La caratteristica diretta del diodo fissa il comando vicino al valore di tensione del catodo.

4. - FUNZIONAMENTO IN SERIE

I raddrizzatori controllati al silicio possono essere collegati in serie per un funzionamento a tensione più elevata, purchè si abbiamo certe precauzioni. È essenziale che i singoli comandi siano innescati da sorgenti tra loro isolate, e quindi che siano previste delle derivazioni per equalizzare la tensione attraverso la catena. Il valore della resistenza di derivazione può essere calcolato dalla relazione: $R_{max} = 50 \cdot V$
dove V è la minima tensione inversa di picco o la minima tensione nominale di conduzione di uno dei raddrizzatori controllati della catena.
Si suggerisce inoltre la connessione di un condensatore da 0,05 μF in parallelo a ciascun elemento raddrizzatore, per la protezione da transitori in alta frequenza.

5. - FUNZIONAMENTO IN PARALLELO

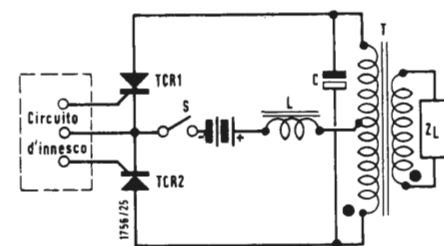
Per esigenze di correnti più elevate di quelle nominali dei raddrizzatori controllati attualmente disponibili, si può ricorrere ad una loro disposizione in parallelo. Affinchè questi raddrizzatori possano funzionare in modo soddisfacente è essenziale che le caratteristiche dirette siano uguali in modo da avere una eguale ripartizione della corrente, oppure che in serie ad ogni raddrizzatore siano aggiunte impendenze di compensazione delle eventuali differenze. Per avere sicuramente un regolare innesco di tutte le unità in una disposizione in parallelo, i raddrizzatori da impiegare dovrebbero essere rinviati al costruttore per una selezione appropriata, che ne garantisca l'innesco a tensioni anodiche basse.

6. - CARATTERISTICHE DI INSERZIONE

In figura 4 sono indicate le caratteristiche della corrente continua di comando necessaria per l'inserzione, supponendo che l'impulso di comando duri più di 5 μsec. Per impulsi pilota di durata minore sono necessarie intensità di corrente corrispondentemente maggiori: ad esempio per un impulso di 1 μsec è richiesta una corrente di comando massima di 275 mA alla temperatura di 100°C
La caratteristica di corrente è funzione del tempo di vita e della mobilità del materiale. Aumentando la durata dell'impulso si raggiunge un punto, dove mobilità e tempo di vita diventano trascurabili.
L'inserzione è anche una funzione della corrente di carico; quanto maggiore è la corrente, tanto più lungo diventa il tempo di inserzione. Quest'ultimo è inoltre inversamente proporzionale alla tensione anodica, e tanto maggiore quanto più induttivo è il carico (fig. 6).
Il raddrizzatore controllato al silicio può essere pilotato all'innesco con mezzi diversi; la scelta dipende dalla applicazione e dai risultati desiderati.
Nei circuiti di comando sono stati impiegati con successo transistori, raddrizzatori controllati di bassa potenza ed elementi magnetici. Questi ultimi possono risultare vantaggiosi in applicazioni di controllo, poichè essendo provvisti di più avvolgimenti si può effettuare con essi il controllo di più parametri. Per applicazioni critiche di controllo si suggerisce di innescare i *TCR* con una sorgente a bassa impedenza e fronte ripida della corrente di comando, per evitare variazioni delle caratteristiche dovute alla temperatura.

7. - CARATTERISTICHE DI DISINSERZIONE

Le caratteristiche di disinserzione sono indicate nelle figure 7*a* e 7*b*. Come si vede dalla prima delle figure il tempo di disinserzione aumenta con la temperatura e anche con la corrente di carico.
Il tempo di disinserzione può essere apprezzabilmente diminuito, rimuovendo la carica accumulata nel dispositivo; questo fenomeno è rappresentato in figura 7*b*.
Nei circuiti in ca il raddrizzatore controllato viene disinserito, quando la tensione sinusoidale anodica è prossima allo zero. Nei circuiti in si cc deve invece fare assegnamento sui componenti del circuito per realizzare il processo di estinzione, per il quale si possono adoperare condensatori disposti in serie o in parallelo.
In figura 8*a* è rappresentato un circuito nel quale il condensatore *C* fornisce al carico una corrente ad impulsi. Durante la conduzione del *TCR* il condensatore *C* si carica a una tensione approssimativamente doppia di quella di alimentazione per effetto dell'azione induttiva di *L*; il *TCR* viene polarizzato in senso inverso ed è perciò disinserito.
La figura 8*b* è un semplice circuito utilizzante un condensatore in serie a un raddrizzatore controllato; esso può essere usato come stadio finale in un circuito di disinserzione, poichè si estingue da sè. Quando il condensatore *C* è vicino alla carica completa, la corrente attraverso il *TCR* è ridotta a un valore inferiore alla corrente di tenuta, per cui il *TCR* viene disinserito.
In figura 9 è indicato un circuito fondamentale di disinserzione con un condensatore collegato in derivazione tra gli anodi di due raddrizzatori controllati. Quando TCR_1 è innescato, il condensatore *C* si carica con la polarità indicata, attraverso la resistenza *R*, alla tensione + V meno la caduta attraverso TCR_1. Quando TCR_2 è innescato, applica una tensione negativa all'anodo di TCR_1 e lo disinserisce. Il condensatore *C* allora si ricarica, attraverso R_L e TCR_2, con una polarità opposta a quella indicata nel disegno. Quando TCR_1 è nuovamente innescato, TCR_2 viene disinserito in base al suddetto processo di estinzione. Il circuito può essere impiegato come generatore di onde quadre; il valore del condensatore di commutazione si determina con la relazione seguente.

$$C \geq \frac{2 \cdot I \cdot t_{dis}}{V}$$

dove:
C = condensatore di commutazione in [μF]
I = corrente di carico in [A]
t_{dis} = tempo di disinserzione in [μsec]
V = tensione continua applicata in [V]

8. - INVERTITORE

Il circuito fondamentale per un invertitore monofase in parallelo è indicato in figura 10A. Inizialmente si supponga che entrambi i *TCR* non conducano e che il condensatore di commutazione *C* sia scarico. Se ora forniamo un impulso di sblocco al TCR_1, esso condurrà attraverso il circuito di alimentazione in cc, l'induttanza *L* e la metà superiore del trasformatore. Questo flusso di corrente induce una tensione nella metà inferiore del trasformatore e il condensatore *C* si carica alla tensione totale risultante ai capi dell'avvolgimento primario (nel disegno è indicata anche la polarità di carica). Se ora inneschiamo TCR_2, la carica sul condensatore *C* disinserirà TCR_1 (poichè la tensione sul condensatore non cambia istantaneamente e la polarità è tale che l'anodo del TCR_1 risulta negativo rispetto al suo catodo). Analogamente il condensatore *C* si caricherà con la polarità opposta e disinserirà TCR_2, quando TCR_1 viene nuovamente innescato.
È evidente che la frequenza di uscita dell'invertitore è determinata dal ritmo con cui la sorgente di eccitazione esterna innesca alternativamente i *TCR*; quindi la massima frequenza di funzionamento dipende dal tempo di disinserzione dei raddrizzatori controllati.
In figura 10 sono indicati la forma d'onda della tensione ai capi del condensatore di commutazione e i periodi di conduzione dei TCR_1 e TCR_2; quando TCR_1 viene innescato (punto A) TCR_2 deve disinserirsi prima che sia raggiunto il punto B, cioè prima che la tensione del condensatore passi per lo zero. Per una commutazione regolare il raddrizzatore controllato deve avere un tempo di disinserzione sostanzialmente minore dell'intervallo AB.
L'invertitore è fondamentalmente un circuito semplice e lineare, che è alimentato da una sorgente in cc ed eroga potenza in ca al carico; in un certo senso

Fig. 8*a* e 8*b* - Condensatore di disinserzione in serie.

Fig. 9 - Condensatore di disinserzione in parallelo.

Fig. 10*a* e 10*b* - Invertitore tipico in parallelo.

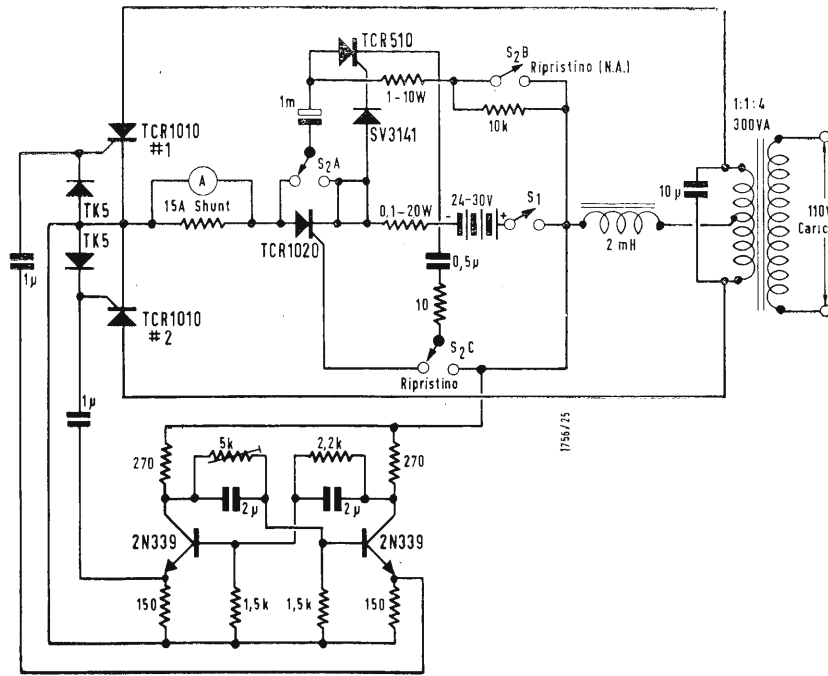



Fig. 11 - Invertitore protetto contro cortocircuiti (400 Hz).

è un convertitore di frequenza, che trasforma una frequenza zero in una frequenza predeterminata.

I circuiti di inversione, che utilizzano dispositivi bistabili, non sono tuttavia privi di problemi. La bassa impedenza di conduzione e la conseguente elevata efficienza di controllo rendono questi dispositivi estremamente attraenti per l'applicazione in invertitori. Però, se il condensatore di commutazione manca di caricarsi e non permette quindi una commutazione alternata tra TCR_1 e TCR_2, si avrà un funzionamento irregolare. Si presentano analoghe condizioni di irregolarità, se il carico è in corto circuito o aperto oppure se viene a mancare il comando.

9. - INVERTITORE PROTETTO CONTRO I CORTOCIRCUITI

In figura 11 è rappresentato il circuito di un invertitore protetto contro i cortocircuiti. I TCR_1 e TCR_2 hanno la funzione di convertire una corrente continua a 24-30 V in una alternata a 400 Hz, 110 V, 300 VA. I segnali pilota di innesco sono dati da un multivibratore astabile convenzionale.

Per eccitare il circuito, si chiude l'interruttore S_1 e si preme momentaneamente il commutatore a leva S_2. Quando si rilascia S_2, vengono innescati TCR_1, TCR_2 e TCR1020, e l'invertitore inizia a funzionare. Infatti, con S_2 premuto le sezioni di commutazione S_{2A} e S_{2B} creano un circuito di carica rapida per il condensatore da 1000 μF attraverso le resistenze da 0,1 Ω e 1 Ω; contemporaneamente la sezione di commutazione S_{2C} provvede un circuito di carica per il condensatore da 0,5 μF attraverso la resistenza da 10 Ω; quando S_2 viene rilasciato il condensatore da 0,5 μF provvede alla carica per l'innesco del TCR1020, mentre la resistenza da 10 kΩ impedisce la perdita di carica del condensatore da 1000 μF dovuta a una debole corrente di dispersione.

Un eventuale cortocircuito del carico si riflette sul primario del trasformatore in modo tale che il condensatore di commutazione non riesce ad accumulare la carica richiesta per realizzare il processo di commutazione. Il TCR che

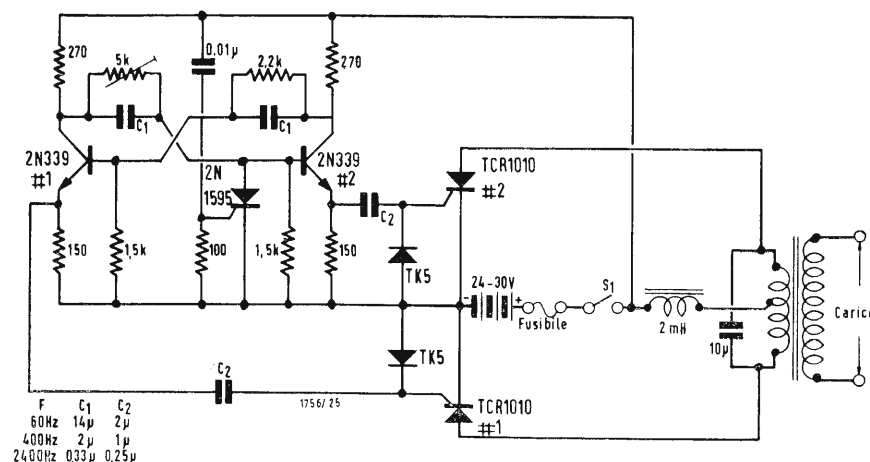



Fig. 12 - Invertitore ad avviamento automatico (60, 400 e 2400 Hz).

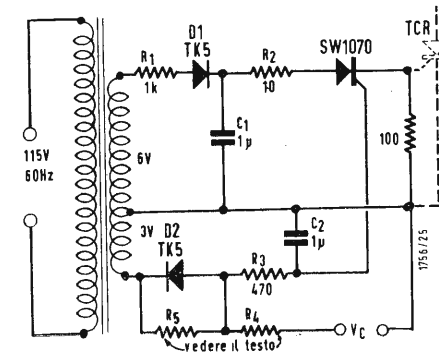



Fig. 13*a* - Circuito d'innesco a semionda.

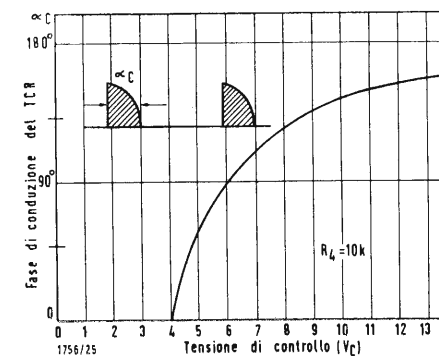



Fig. 13*b* - Caratteristica di controllo.

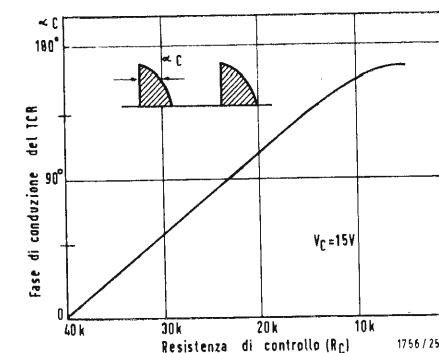



Fig. 13c - Caratteristica di controllo.

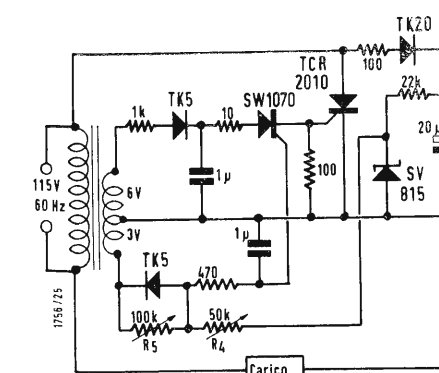



Fig. 14 - Alimentatore di c.c. compensato.

era in conduzione (supponiamo TCR_1) non sarà disinserito all'innesco di TCR_2. Appena la caduta di tensione sulla resistenza da 0,1 Ω supera 1,5 V (1 V per 10 A in media) viene innescato TCR510. Il condensatore da 1000 μF applica una tensione negativa sull'anodo di TCR1020 disinserendo così questo dispositivo e interrompendo il flusso di corrente nel circuito principale. Attraverso TCR510 continua momentaneamente a scorrere un flusso di corrente secondaria, tuttavia la resistenza da 10 Ω limita la corrente in questo ramo a un valore inferiore a quello necessario per mantenere la circolazione di corrente. Perciò il flusso di corrente si arresta completamente, e può essere ripristinato solo premendo S_1. La stessa protezione serve anche per il caso che il carico venga aperto o che manchi il segnale pilota.

L'efficienza del circuito dipende dal trasformatore e dalla forma d'onda prescelta. Con un trasformatore di prestazioni elevate ed un onda di uscita approssimativamente quadra si può ottenere un rendimento superiore al 90%. Per evitare un innesco non corretto quando l'invertitore viene inserito, il multivibratore deve essere incluso prima che la tensione sia applicata ai raddrizzatori controllati, oppure il multivibratore deve essere tale da garantire un suo avviamento tempestivo. La figura 12 mostra un invertitore con un circuito di innesco del multivibratore modificato a tale scopo.

Per eccitare il circuito, si chiude l'interruttore S_1 e si applica contemporaneamente tensione ai TCR e al multivibratore. L'improvviso aumento della tensione nel circuito del multivibratore genera un guizzo positivo sull'elettrodo di comando del raddrizzatore controllato 2N1595, che si innesca e cortocircuita verso terra la base del transistore 2N339 # 2, impedendo così la conduzione del transistore. Invece il transistore # 1 conduce e inserisce TCR # 1. Con la carica del condensatore C_1 la corrente nel 2N1595 diminuisce fino a risultare inferiore alla corrente di tenuta del raddrizzatore, il quale pertanto viene disinserito.

Il circuito incomincia a funzionare da multivibratore, quando 2N1595 viene disinserito; si ottiene così che l'inizio del funzionamento avvenga in un istante appropriato. Sono indicati i valori di C_1 e C_2 adatti per le diverse frequenze. Per ottenere una migliore stabilità di frequenza, la tensione di alimentazione del multivibratore può essere regolata mediante un diodo Zener.

10. - CIRCUITO DI INNESCO CON TENSIONE ALTERNATA MONOFASE

Il circuito rappresentato in figura 13A può servire per innescare tutti i transistori TCR entro una gamma di temperature da + 25°C a + 125°C. Il comando di innesco avviene alla stessa frequenza della tensione alternata. Durante una semionda il TCR non viene innescato; questo periodo è utilizzato per caricare C_1 attraverso D_1 ad una tensione di circa + 8,5 V e C_2 attraverso D_2 a circa — 4,2 V. Durante la semionda di senso opposto questi circuiti sono bloccati, però la corrente di controllo, che fluisce in R_4 per opera della tensione di controllo V_C, agisce su C_2 finchè la tensione di questo raggiunge la V_{GT} del commutatore controllato. Allora quest'ultimo si sblocca, e la carica, accumulata in C_1, può affluire attraverso una bassa impedenza all'elettrodo di comando del TCR. Il campo di controllo va da 0° a 160°, essendo la fase di conduzione del TCR determinata dalla corrente di controllo e dalla tensione a cui si carica C_2 durante una semionda. La resistenza R_5 serve a compensare le variazioni della tensione di linea.

Le figure 13*b* e 13*c* indicano le caratteristiche di controllo del circuito di innesco sovradescritto, mentre la figura 14 rappresenta lo schema di un circuito di un alimentatore di cc compensato. Per effetto della compensazione la tensione media continua all'uscita (carico resistivo) può essere regolata in modo tale che rimanga entro i limiti di ± 1 V per una gamma di tensioni di entrata fra 90 V e 130 V.

La figura 15 rappresenta un circuito di innesco ad ogni semionda, il quale funziona per tutti i raddrizzatori controllati entro il campo di temperatura da + 25°C a + 125°C. Il campo della fase di conduzione va da 20° a 160°.

In questo circuito il periodo di conduzione del TCR è sfruttato per ristabilire la tensione negativa sul condensatore dell'elettrodo di comando del commutatore controllato SW1070, attraverso la resistenza da 390 Ω e il diodo TK5. Come nel circuito precedente la fase di conduzione del raddrizzatore controllato è determinata dalla intensità della corrente di controllo.

La tensione anodica del commutatore controllato è derivata dalla tensione anodica del TCR e limitata con un diodo Zener per evitare sovratensioni sul commutatore.

Questo circuito di innesco presenta le stesse caratteristiche di compensazione di quello precedente.

Le figure 15*b* e 15*c* indicano le caratteristiche di controllo del circuito di innesco di figura 15*a*.

Se non è disponibile una sorgente a — 4 V nel circuito ausiliario, questa tensione può essere derivata da quella di uscita come indicato in figura 15*d*. Per circuiti di innesco che devono funzionare fino a — 60°C. è da rivolgersi al costruttore per ulteriori informazioni.

11. - ALIMENTATORE DI CC REGOLATO E COMPENSATO

Negli alimentatori di cc regolati, dove per elementi di controllo si usano TCR, si

Fig. 15*a* - Circuito d'innesco ad onda completa.

Fig. 15*b* - Caratteristica di controllo.

Fig. 15*c* - Caratteristica di controllo.

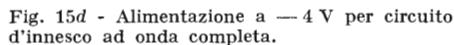
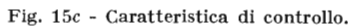
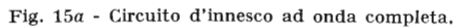
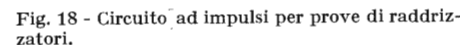
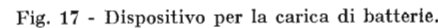
Fig. 15*d* - Alimentazione a —4 V per circuito d'innesco ad onda completa.

deve avere speciale cura per ottenere la stabilità dell'anello chiuso nell'intero campo di variazione del carico o della tensione di entrata. In un sistema ad anello chiuso contenente un raddrizzatore controllato sono implicate diverse costanti di tempo, cosicchè si possono avere oscillazioni amplificate dell'intero sistema. La costante di tempo più importante è la RC della rete integrativa, sensibile alla tensione media di uscita dell'alimentatore. Una seconda costante di tempo è costituita dall'intervallo di tempo, durante il quale il raddrizzatore controllato non conduce. La cocostante di tempo RC della rete integrativa deve essere aumentata, finchè si ottiene la stabilità per l'intero campo di variazione del carico. Ciò influisce sul tempo di risposta dell'alimentatore, ma le variazioni del carico hanno poca influenza sulla tensione di uscita perchè un circuito come quello di figura 16 ha una impedenza interna molto bassa, le

Fig. 16 - Alimentatore di c.c. regolato e compensato 48 V e 12 A.

Fig. 17 - Dispositivo per la carica di batterie.

Fig. 18 - Circuito ad impulsi per prove di raddrizzatori.

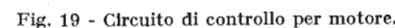
Fig. 19 - Circuito di controllo per motore.

Fig. 20 - Circuito di regolazione dell'intensità luminosa di una lampada.

uniche impedenze della maglia principale del circuito essendo costituite, escluso il carico, da due raddrizzatori polarizzati in senso diretto e da un TCR in stato di conduzione.

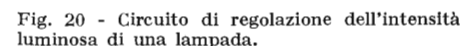
Sono considerevolmente più seri gli effetti sull'uscita dell'alimentatore dovuti a variazioni della tensione di linea, ma possono essere ridotti a un livello molto basso con un adeguato sistema di compensazione, come spiegato precedentemente.

In figura 16 è rappresentato un alimentatore in cc, che fornisce una tensione di uscita di 48 V $\pm$ 1 V per correnti da 0 a 12 A, essendo la tensione di entrata 100 $\div$ 130 V, 60 Hz. Il circuito principale di corrente comprende un ponte di raddrizzatori, che alimenta in serie un TCR e il carico. La rete integrativa è costituita da un condensatore di 250 µF e due resistenze da 22 e 27 kΩ. La tensione integrativa di uscita è messa a confronto con un potenziale di riferimento di 9 V (SV_9), essendo il segnale, che costituisce l'errore, fornito ad un amplificatore differenziale consistente di due transistori (ST_9) e circuito associato.

Il TCR2020 è pilotato da un piccolo raddrizzatore controllato: TCR257. Il funzionamento del circuito di innesco è fondamentalmente lo stesso di quello del circuito descritto in figura 15*a*.

La corrente d'entrata del circuito di innesco è determinata dalla corrente del collettore di ST_9 # 2 e da una corrente di compensazione corretta attraverso la resistenza di 56 kΩ. Quando la corrente di carico aumenta, la tensione di uscita decresce e la tensione alla base del transistore # 1 diventa positiva, causando un aumento della tensione di collettore del transistore # 2. Questo determinerà un aumento di corrente all'entrata del circuito di innesco e una fase di conduzione del TCR2020 più ampia, che compenserà la variazione di carico.

12. - DISPOSITIVO REGOLATO PER LA CARICA DI BATTERIE

Il dispositivo per la carica di batterie, indicato in figura 17, è una versione semplificata dell'alimentatore in corrente continua regolato. L'induttanza di 40 mH agisce da efficace limitatore della corrente. Il potenziometro da 10 kΩ viene preventivamente regolato, per stabilire il livello di tensione al quale deve essere caricata la batteria. Raggiunto lo stato completo di carica della batteria, il circuito manterrà automaticamente lo stato di carica con una corrente tampone.

Poichè il circuito mantiene una tensione di batteria costante su una estesa gamma di condizioni di carico, può trovare applicazione per l'alimentazione stabile in cc di lampade in strumenti ottici o di filamenti di riscaldamento.

13. - APPARECCHIO DI PROVA PER CARATTERISTICHE DIRETTE ISOTERMICHE

Il circuito indicato in figura 18 produce impulsi di corrente di ampiezza e durata ben determinate. È stato usato con successo per tracciare caratteristiche dirette di diodi, raddrizzatori e raddrizzatori controllati nella regione di variazione della resistenza.

La breve durata degli impulsi impedisce una eccessiva dissipazione di calore nel dispositivo sotto prova. La durata degli impulsi è dell'ordine $2\pi\sqrt{LC}$. La corrente di picco è dell'ordine di $V/2\sqrt{C/L}$, dove V è la tensione sul condensatore nel momento di innesco del TCR. La V può essere regolata per mezzo della resistenza variabile R. Il circuito può erogare impulsi fino a 250 A, con durata dell'impulso di 50 µsec e una frequenza di 60 Hz.

14. - CIRCUITI DI CONTROLLO

Con il circuito di figura 19 si può effettuare una regolazione continua, entro un certo campo, della potenza del motore. Il condensatore da 10 µF si carica a una tensione negativa attraverso il potenziometro da 5 kΩ durante la semionda negativa, e a una tensione positiva durante la semionda seguente attraverso parte del potenziometro e attraverso il diodo TK_{20}. Appena la tensione sul condensatore diventa positiva, il diodo TK_5 inizia la conduzione e il TCR si innesca. Quanto maggiore è la resistenza cortocircuitata dal diodo TK_{20} sul potenziometro, tanto più velocemente il condensatore si ricarica e tanto maggiore sarà la fase di conduzione del TCR.

In figura 20 è invece rappresentato un circuito semplice di regolatore ad onda completa dell'intensità luminosa di una lampada. Esso consiste di due TCR collegati tra loro in senso opposto. Il TCR#1 viene innescato da un circuito simile a quello visto in figura 19. Quando TCR#1 ha una fase di conduzione breve, C_2 si caricherà a una tensione negativa durante la maggior parte di una semionda, e impiegherà gran parte della semionda seguente per ricaricarsi alla tensione positiva necessaria per innescare TCR#2. Quando TCR # 1 ha una fase di conduzione ampia, C_2 si potrà caricare negativamente per un tempo breve, cosicchè sarà poi minore il tempo impiegato nella semionda seguente per ricaricarsi fino a innescare TCR#2. La regolazione dell'ampiezza delle fasi di conduzione dei TCR, e quindi della luminosità della lampada, si effettua con il potenziometro.

15. - DISPOSIZIONI DI CIRCUITO PER CONTROLLO DELLA CC O CA

Nelle figure da 21-I a 21-IX sono indicate disposizioni di circuito fondamen-

Da fig. 21-I a fig. 21-IX - Disposisizioni di circuito per il controllo di c.c. o c.a.

tali per l'inserzione sul carico di circuiti di controllo e di regolazione. La scelta di una disposizione piuttosto che un'altra è in certo modo dipendente dalla applicazione e dai tipi di raddrizzatori controllati a semiconduttore disponibili.

Il circuito I è il più semplice, ma presenta lo svantaggio che il *TCR* è percorso dalla totale corrente di carico. Nel circuito II invece, in ogni *TCR* fluisce soltanto la metà della corrente nel *TCR* del circuito I a pari corrente di carico.Così è anche il circuito III, ma questo richiede un circuito di innesco con due uscite isolate, poichè i catodi dei due *TCR* non sono comuni come nel circuito II. Nelle disposizioni di circuito IV e V è impiegato un trasformatore a presa contrale così da eliminare due raddrizzatori. I circuiti IV e V sono equivalenti rispettivamente ai circuiti I e II.

Nelle figure VI e VII sono rappresentate disposizioni di circuito per la regolazione della ca monofase. Nel circuito di figura VI ogni *TCR* è percorso da una sola semionda di corrente; questa disposizione ha una efficienza elevata, ma la esigenza di due circuiti di innesco isolati (generalmente è richiesto un trasformatore di impulsi, ad eccezione dell'applicazione di figura 20) è talvolta considerata uno svantaggio. Il circuito VII è del tutto simile al circuito I, con gli stessi vantaggi e svantaggi. Nei circuiti VIII e IX sono indicati sistemi di regolazione per corrente trifase. Nel circuito VIII si ottiene un residuo di ondulazione più basso a pieno carico, a spese però dell'efficienza e con un maggior dispendio di raddrizzatori rispetto al circuito IX. Quest'ultimo esige la presenza della linea comune di ritorno. In entrambi i casi ogni *TCR* porta un terzo della corrente totale, purchè tra gli istanti di innesco vi sia uno sfasamento di 120° esatti.

16. - PROTEZIONE CONTRO SOVRACCARICHI PER CIRCUITI IN CC

La disposizione di figura 22 serve a staccare il carico dal resto del circuito,

Fig. 22 - Protezione contro sovraccarichi per circuiti in c.c:

E = tensione di uscita normale; E_p = sovratensione transitoria ammessa; $R_1 = (5E_p - 100)$ Ω; Z_1 = Zener valore nominale E_p volt; S_1 = = Commutatore a due contatti (normalmente aperti).

quando esista una condizione di cortocircuito o una sovracorrente dal lato del lato del carico, oppure quando all'ingresso si presenta un transistorio di tensione elevata.

Il tasto di ripristino (S_1) può essere premuto comunque per ridare l'alimentazione al carico. Se le condizioni di guasto permangono, il carico viene staccato nuovamente dal resto del circuito per opera del circuito di protezione.

17. - CIRCUITI DI PROVA PER RADDRIZZATORI CONTROLLATI

17.1 - prova dinamica

I raddrizzatori controllati al silicio possono essere provati dai clienti con il circuito descritto in figura 23. Questo circuito consente, mediante una adatta commutazione, lo spazzolamento del dispositivo, in condizioni di blocco, con tensione diretta e inversa. Esso permette anche un funzionamento nelle condizioni di carico di corrente diretta seguita da tensione inversa. Le tracce dirette e inverse possono essere osservate su un oscilloscopio, inserito ai terminali *X*, *Y* e *G*. Si otterrà una rappresentazione simile alla figura 2*b*.

17.2. - caratteristiche di comando e della corrente di tenuta

Un circuito di prova per determinare le caratteristiche di comando in cc per l'innesco e quelle della corrente minima di tenuta è rappresentato in figura 24. Prima di innescare il *TCR*, occorre regolare T_1 in modo che la corrente in M_3 sia approssimativamente 100 mA

Fig. 23 - Circuito di prova dinamica per raddrizzatori controllati al silicio:

TCR ≠ 2 = TCR 4020 o uguale al TCR in prova; T_1 = cursore tipo 10, Superior Electric; T_2 = = Stancor tipo PC8422; T_3 = Stancor tipo RT206; T_4 = Triad tipo F13X; M_1 = 20 A fondo scala, per la corrente diretta media (solo sul carico); M_2 = 10 mA fondo sc., per la corrente inversa media di dispersione (spazzolamento e sul carico); M_3 = 50 mA f.s. per la corrente di dispersione diretta media (solo spazzolamento); M_4 = portata 50 µA, 3 V f.s., per la caduta diretta media (solo sul carico); M_5 = portata 50 µA, 500 V f.s. per il picco V_R (spazzolamento e sul carico); M_6 = portata 50 µA, 500 V f.s., per il picco V_{BO} (solo sullo spazzolamento). S_1 e S_2 = Commutatore; *X*, *Y*, *G* =connessioni dell'oscilloscopio; Verticale (*Y*) = corrente; Orizzontale (*X*) = tensione di deflessione.

Fig. 24 - Circuito di prova per caratteristiche di comando e per la corrente di tenuta:

T_1 = cursore di 110 V; T_2 = trasformatore 3:1; M_1 = 200 mA f.s.; M = 10 V f.s.; M_3 = 100 mA f.s.; R_G = potenziometro logarit. 2 kΩ.

Fig. 25 - Circuito di prova per raddrizzatori 10 A, 400 V. T_1, T_4 = cursori di alimentazione; T_2 = trasf. 110 V/500 V; T_3 = trasf. 110 V/30 V; M_1 = 50 µA, 500 V di picco a fondo scala; M_2 = 10 mA f.s., per la corrente media di dispersione nell'intero ciclo; M_3 = 10 A f.s., per la corr. media diretta; M_4 = 50 µA, 3 V f.s., per la caduta media diretta nell'intero ciclo; S_{1A} = normalmente chiuso; S_{1B} = normalmente aperto.

(la posizione di T_1 dipende dalla resistenza di carico scelta con il commutatore S_2.) Per innescare il *TCR* si chiude S_1 e si riduce la resistenza variabile R_G finchè il dispositivo si innesca. Su M_1 e M_2 si può allora leggere la tensione e la corrente di innesco. S_1 viene quindi aperto e il cursore abbassato gradualmente in modo da ridurre la corrente in M_3. Il valore minimo indicato da M_3 prima che la corrente cada a zero, è quello che interessa perchè rappresenta la corrente di tenuta.

18. - CIRCUITO DI PROVA PER RADDRIZZATORI

La figura 24 rappresenta un circuito per la prova dinamica di raddrizzatori. Il raddrizzatore controllato TCR 4020 sostituisce un relè, usualmente impiegato in tali circuiti di prova. I due trasformatori T_2 e T_3 consentono rispettivamente la prova nel senso inverso ad elevata tensione e bassa corrente, e la prova nel senso diretto a bassa tensione e corrente elevata. Nel circuito sono inseriti gli strumenti per la misura della tensione inversa, della corrente di dispersione, della caduta media di tensione e della corrente media diretta. *A*

Note di servizio dei ricevitori di TV Continental

(segue da pag. 263)

oppure, caso più corrente, l'amplificatore di media frequenza che è comune all'audio ed al video.

Televisore tipo intercarrier (fig. 7). *Il raster è presente ma sono assenti tanto l'immagine quanto il suono.*

Anche in questo caso l'avaria non può essersi manifestata nei circuiti relativi l'amplificatore audio a media frequenza ed al relativo rivelatore oppure al circuito a bassa frequenza perchè l'immagine sarebbe presente. Naturalmente il guasto non deve essere ricercato nemmeno nei circuiti relativi la base dei tempi, il cinescopio o l'amplificatore video dato che ciò non provocherebbe la scomparsa dell'audio.

Perciò di fronte ad un tale tipo di avaria, relativa un televisore intercarrier, si potrà senz'altro concludere che essa dovrà essere ricercata esclusivamente in quei circuiti il cui compito è quello di amplificare i segnali del video e dell'audio contemporaneamente e precisamente l'amplificatore a radio frequenza, il circuito oscillatore-mescolatore, l'amplificatore di media frequenza ed il rivelatore video (infatti la mancanza del battimento a 5,5 MHz dopo il rivelatore del video provoca la scomparsa del segnale audio).

Nel prossimo numero esamineremo il caso in cui l'immagine è in ordine mentre è assente il suono. *A*

La televisione mondiale mediante satelliti artificiali

(segue da pag. 237)

cazioni mediante satelliti terrestri, il cammino sarà piuttosto lungo ed aspro prima di giungere a risultati accettabili e comunque suscettibili di pratica utilizzazione.

Va in ogni modo tenuto presente che il massimo interesse economico nella realizzazione di tali reti di telecomunicazioni intercontinentali va ricercato principalmente nelle accresciute richieste di comunicazioni telefoniche internazionali tali da esigere una capacità di almeno 2000 conversazioni contemporanee istradate, controllate e disciplinate da centrali munite di giganteschi cervelli elettronici.

Un futuro formidabile si sta schiudendo alle capacità umane ! !

A

PERFEZIONAMENTO NEI PROCEDIMENTI DI PRODUZIONE DI SISTEMI ELETTRODI SEMICONDUTTORI.
(Philips Gloeilampenfabrieken N.V.) (40-IM-2219)

ELEMENTO RESISTIVO A SEMICONDUTTORI E CIRUITI USANTI TALE ELEMENTO.
(Western Electric Co. Incorporated) (41-IM-0519)

PERFEZIONAMENTI RELATIVI AI METODI DI APPLICAZIONE DI CONTATTI METALLICI E DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI IMPIEGANTI IL SILICIO.
(Westinghouse Brake & Signal Co. Ltd.) (41-IM-7519)

CAMERA SPEGNI ARCO PER APPARECCHI ELETTRICI DI MANOVRA, MUNITA DI MAGNETI PERMANENTI DI SOFFIAGGIO.
(Alvag Elektrizitatas Gesellschaft Mielach & Co.) (41-IM-5319)

PERFEZIONAMENTO NEI DISPOSITIVI ELETTRICI DI CONTATTO A SCATTO, ATTI AD ELIMINARE RUMORI, RIMBALZI ED INCOLLAMENTI, ED A SEMPLIFICARE IL MONTAGGIO DELLA MOLLA.
(Parini Marcello) (42-IM-7119)

INTERRUTTORE A RISPOSTA RAPIDA,
(Soc. de Construction d'Appareils Bardon) (42-IM-5019)

ITERRUTTORE A SCATTO AUTOMATICO PER INSTALLAZIONI ELETTRICHE, CON DISPOSITIVO INDICATORE.
(Stotz Kontakt G.m.b.H.) (42-IM-9219)

DISPOSITIVO ELETTRICO DI MANOVRA MUNITO DI UN MAGNETE PERMANENTE, CHE TRATTIENE I CONTATTI MOBILI NELLE LORO POSIZIONI FINALI.
(Voigt & Haeffner Aktieng.) (42-IM-5919)

INTERRUTTORE ELETTRICO ANTI-URTO E RELARIVA STRUTTURA SPEGNI-ARCO.
(Westinghouse Electric Corp.) (43-IM-1819)

DISPOSITIVO ROTANTE DI GUIDA D'ONDA PER MODULARE FREQUENZE ED AMPIEZZA DI ENERGIA A MICROONDE.
(Raytheon Manufacturing Co.) (45-IM-4819)

PERFEZIONAMENTO NEGLI AMPLIFICATORI UTILIZZANTI TRANSISTORI.
(International Standard Electric Corp.) (45-IM-2519

AMPLIFICATORE A TRANSISTORI PROVVISTO DI SUDDIVISIONE DI CORRENTE.
(Philips Gloeilampenfabrieken N.V.) (45-IM-6819)

INVERTITORE A CONTATTI DA IMPIEGARE NEL CIRCUITO DI ENTRATA DI AMPLIFICATORI DI TENSIONI O CORRENTI CONTINUE.
(Siemens & Halske Aktieg.) (46-IM-2319)

AMPLIFICATORE COMPRENDENTE DEI DIODI IPERCONDUTTORI ATTO ALL'IMPIEGO PER OTTENERE IL COMANDO DI UNA GRANDE TENSIONE CON UNA PICCOLA TENSIONE DISPONIBILE.
(Westinghouse Electric Corp.) (46-IM6119)

DISPOSITIVO DI VARIAZIONE DELL'AUMENTO O DELLA RIDUZIONE DI INTENSITÀ DI ONDE ELETTRICHE, COMPRENDENTE DUE DISPODITIVI MODULATORI, DI AMPIEZZA, A FREQUENZA DI COMANDO ASSERVITA.
(Co. Industrielle des Telephones) (47-IM-0319)

PERFEZIONEMENTO NEI SISTEMI DI TRAMISSIONE STEREOFONICA DEL SUONO.
(Electric & Musical Industires Ltd.) (47-IM-7919)

PERFEZIONAMENTO NEI MATERIALI FERROMAGNETICI DA USARSI, IN PARTICOLARE, NELLE ATTREZZATURE PER MICROONDE
Philips Gloeilampenfabrieken N.V. (73-IQ-9817)

OSCILLATORE TRANSISTORIZZATO MONOSTADIO SPECIE PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
Siemens Società p. a. (73-IQ-4517)

MODULATORE PER MICROONDE.
General Electric Company. (73-IQ-8717)

DISPOSITIVO AMPLIFICATORE MAGNETICO A REAZIONE, SERVENTE PER FORMARE DERIVATE DELLA GRANDEZZA IN ENTRATA RISPETTO AL TEMPO.
Siemens Schuckertwerke Aktiengesellschaft. (73-IQ-4517)

CIRCUITO DI AVVIAMENTO PER DISTRIBUTORI DI IMPULSI ELETTRICI.
International Standard Electric Corporation. (73-IQ-6317)

ANTENNA A DIPOLO PARTICOLARMENTE PER APPARECCHI RADIO MOBILI, CON ARMATURE IN FIBRE DI VETRO.
Columbia products Company. (73-IQ-4817)

ANTENNA RISONANTE, SPECIALMENTE ADATTA NELLA GAMMA DELLE ONDE ULTRACORTE, PER STAZIONI TRASMITTENTI E RICEVENTI, AVENTE LO SCHELETRO METALLICO INCORPORATO IN UNO STRATO PROTETTIVO.
Napoli Lionello. (73-IQ-4517)

ANTENNA DI SCANSIONE A MICROONDE.
Raytheon Manufacturing Co. (73-IQ-0317).

PERFEZIONAMENTI NEI RADIORICEVITORI A SUPERETERODINA.
General Electric Co. Ltd. (74-IQ-7717)

PERFEZIONATAMENTO NEI RADIORICEVITORI A RICERCA DI SEGNALE.
General Motors Corporation. (74-IQ-9117)

APPARECCHIO RADIO-ELETTRICO TRASMITTENTE E RICEVENTE A FREQUENZA VARIABILE, UTILIZZABILE COME RADAR A FREQUENZA ALLOCATA OD ERRATICA E COME GRUPPO INTERCETTATORE DISTURBATORE.
Marconi Italiana Soc. p. a. (74-IQ-3617)

ATTREZZO A TELAIO PER LA SISTEMAZIONE DI APPARECCHI RADIO-RICEVENTI E AD ESSI RELATIVI.
Telefunken G. m. b. H. (74-IQ-7817)

PERFEZIONAMENTO NEGLI AMPLIFICATORI ELETTRICI.
General Motors Corporation. (74-IQ-0217)

PROCEDIMENTO PER PRODURRE UNO STRATO DI COMPRESSIONE SU OGGETTI DI CERAMICA, PER ESEMPIO SU ISOLATORI D'ALTA TENSIONE.
(Aktiebolaget Ifoverken) (09-IL-5412)

PERFEZIONAMENTI ALLA COSTRUZIONE DI CAVI PER CORRENTE ELETTRICA ISOLATI CON CARTA.
(British Insulated Callender's Cables Ltd.) (09-IL-7212)

APPARECCHIO PER LA INDIVIDUAZIONE DEL PERCORSO DEI CONDUTTORI ELETTRICI.
(Broch Toniolo Francesco) (09-IL-6912)

PROCEDIMENTO PER L'ISOLAMENTO ELETTRICO DI AVVOLGIMENTO PRODOTTO CON TALE PROCEDIMENTO.
(Brown Boveri & Cie.) (09-IL-4512)

FUNE METALLICA CON CONDUTTORE ELETTRICO INCORPORATO.
(Dietz Gerhard) (09-IL-9212)

MATERIALE ISOLANTE ELETTRICO INTESSUTO I CUI FILI DI TRAMA SONO DI TEREFTALATO DEL GLICOL ETILENICO E I FILI DI ORDITO SONO DI VETRO.
(Gen. Electric Co.) (10-IL-5512)

DISPOSITIVO PER LA SALDATURA AUTOGENA DI TUBI SOTTILI, IN PARTICOLARE DI CAMERE DI CAVI A PARETI SOTTILI, FORMATI DI UN NASTRO METALLICO, AD ESEMPIO DI UN NASTRO DI RAME.
(Hackethal Grahtund Kabel Werke Aktieng) (10-IL-4112)

ELEMENTO TUBOLARE PER TRATTENERE E PROTEGGERE CONDUTTORI ELETTRICI.
(Hensel Gustav Elektrotechnische Fabrik GmbH) (10-IL-5912)

FILO SUPERCONDUTTORE A CARATTERISTICHE MULTIPLE.
(International Business Machines Corporation) (10-IL-9112)

PERFEZIONAMENTO NELLA FABBRICAZIONE DI COPPIE DI CONDUTTORI ISOLATI.
(International Standard Electric Corp.) (10-IL-2512)

CAVO ELETTRICO RIVESTITO DI ALLUMINIO.
(La stessa) (10-IL-8112)

DISPOSITIVO SVOLGITORE ASSIALE A FUNZIONAMENTO CONTINUO PER LE PRESSE PER LA FABBRICAZIONE DI CAVI, SPECIALMENTE DI CAVI ELETTRICI.
(Kraft L. A. Maschinenfabrik) (10-IL-1612)

DATORE DI CONTATTO PER SORVEGLIARE IL FLUSSO IN CONDOTTE TUBOLARI, CAVI ELETTRICI SOTTO PRESSIONE E SIMILI.
(Maschinenbau Hafenhütte Peter Lancier) (10-IL-1112)

CAVO ELETTRICO AD ALTA TENSIONE MUNITO DI NASTRATURE SCHERMANTI TRA IL DIELETTRICO ED ALMENO UNA DELLE PARTI METALLICHE DEL CAVO.
(Pirelli Soc. p. A.) (10-IL-6012)

CAVO MULTIPLO PER TELECOMUNICAZIONI A FREQUENZE VOCALI E A FREQUENZE VETTRICI.
(La stessa) (10-IL-6312)

CAVO PER TELECOMUNICAZIONI CORDATO A COPPIE ISOLATO CON UN MATERIALE TERMOPLASTICO, SPECIALMENTE ALLO STATO DI SCHIUMA, E PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE DI DETTO CAVO.
(Siemens & Halske Aktieng.) (11-IL-3012)

DISPOSITIVO PER AVVOLGERE NASTRI INTORNO AD UN CONDUTTORE ELETTRICO, SPECIALMENTE PER CAVI AD ALTA TENSIONE; O INTORNO AD ALTRI CORPI SAGOMATI DI FORMA ALLUNGATA.
(Siemens Schuckertwerke Aktieng.) (11-IL-8212)

PERFEZIONAMENTO NEI CONDUTTORI ELETTRICI A CAVI MULTIPLI.
(Submarine Cables Ltd.) (11-IL-5112)

PROCEDIMENTO ED APPARECCHIO PER DETERMINARE LE ECCENTRICITÀ DI DUE CILINDRI NOMINALMENTE CONCENTRICI PARTICOLARMENTE ATTO ALLA VERIFICA DELLA CONCENTRICITÀ DEI CAVI COMPRENDENTI UN CONDUTTORE METALLICO INGUAINATO IN UN MATERIALE ISOLANTE.
(United Kingdom Atomic Energy Authority) (11-IL-8812)

PROCEDIMENTO E MEZZI PER ELEVARE LA RESISTENZA ALLA FLESSIONE DI CONDUTTORI O TRECCE METALLICHE IN CHIUSURE TERMINALI DI CAVI OLIATI AD ALTA TENSIONE.
(Veb Kabelwerk Oberspree - KWO) (11-IL-1912)

CHI DESIDERA COPIA DEI SEGUENTI BREVETTI, PUO' RIVOLGERSI
all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
« ORGANIZZAZIONE RADOBOR »
Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914

dott. ing. Antonio Contoni

Sistema di altoparlanti stereo con bassi in comune*

Un altoparlante può riprodurre i bassi di entrambi i canali stereo, se la frequenza di crossover è abbastanza bassa per escludere la direzionalità

VI SONO due problemi che si presentano spesso all'amatore dell'alta fedeltà. Uno è che la sua brava moglie, qualunque sia il suo carattere, si oppone a dare l'aspetto di laboratorio alla sua stanza di soggiorno; l'altro è che la sua buona moglie, benchè sia amante della musica, ritiene che sia esagerato spendere una metà del gruzzolo di famiglia per l'elettronica. Ora qualunque lettore di questa rivista sa che non si può godere una buona riproduzione musicale senza un certo minimo esborso di cassa e senza certo numero minimo di componenti e di cavi di collegamento, che non sono bellissimi. E quasi tutti non dispongono del capitale inesauribile e del tempo per lavori tecnici necessari per costruire uno degli « ultimi » impianti che spesso appaiono nella stampa tecnica. Il problema essenziale di ottenere la più alta qualità e versatilità (importante per l'amatore), con le sempre esistenti restrizioni di costo e di decoro, è quello che preme. Per risolverlo si deve giudicare con molta cura ciò che è importante e ciò che è superfluo. È certo che, nel caso attuale, il problema del costo è stato risolto col principio dell'autocostruzione e dall'oculata scelta dei componenti, ma pure, in un certo grado, dal principio dell'accrescimento infinitesimale dell'impianto, cioè nel completamento per piccoli gradi, (tu non strepiti, cara se io compro una coppia di EL34 questa settimana?); ma l'ultimo criterio è difficile da assumere per l'amatore che desidera arrivare rapidamente a possedere il suo impianto.

1. - L'ALTOPARLANTE DEI BASSI IN COMUNE (WOOFER)

Il primo problema sopra prospettato è quello delle parti più costose di un impianto di alta fedeltà. Perchè i buoni altoparlanti costano tanto?

La risposta è che ciò non è vero fintanto che si tratta di altoparlanti da 20 cm. Sono solo gli altoparlanti da 30 cm e da 38 cm che hanno prezzi scoraggianti. D'altra parte è un fatto ineluttabile che i buoni bassi richiedono grande area del diagramma e bassa risonanza. L'ovvia soluzione è di usare tre altoparlanti: due unità accoppiate da 20 cm per le note centrali e per gli acuti dei due canali e un woofer da 38 cm per i bassi comuni ai due canali. Questo comporta un costo notevolmente minore di due unità da 38 cm per l'intera gamma acustica.

Il risparmio viene in parte annullato dalla necessità (che sarà spiegata nel seguito) di tre amplificatori invece di due, e di un filtro di incrocio. Quest'ultimo può facilmente essere costruito usando un circuito a due tubi elettronici, che sarà descritto dopo; risulta inoltre che tre amplificatori, dei quali uno solo deve amplificare i bassi, non devono necessariamente costare più di due amplificatori, che devono entrambi produrre, diciamo 25 W « puliti » a 30 Hz. Ancora, l'alto costo dei buoni bassi trova la sua origine attualmente nella capacità di potenza necessaria nell'amplificatore e, in particolare, nella quantità di ferro necessaria per il trasformatore di uscita.

A questo punto si noti che prima di scegliere un woofer si è considerato l'impiego di una batteria di, diciamo, 20 o 30 altoparlantini a buon mercato disposti in un allineamento serie-parallelo, invece di usare un singolo altoparlante da 38 cm. L'area dei diaframmi sarebbe piccola, e si può ritenere che la distorsione sarebbe anche piccola a dispetto dell'economicità dei magneti, perchè l'escursione di ciascun cono sarebbe piccola. Inoltre, a parte il fatto che si avrebbe un complesso alquanto caotico, questo sistema potrebbe introdurre qualche rischio che i magneti deboli non possano smorzare convenientemente gli spostamenti del cono. Infine, 20 o 30 altoparlanti non sono precisamente economici. Si è perciò deciso di abbandonare l'allineamento di molti altoparlanti e di differire la cosa ad eventuali prove future, ad onta di varie relazioni favorevoli riportate nella letteratura (però anche contraddette da altri articoli decisivi).

Fig. 1. - Semplici circuiti di incrocio. Sono indicati solo circuiti passa-basso: i corrispondenti circuiti passa-alto sono simili, ma hanno i condensatori e le resistenze scambiati di posizione.

La sezione « alta fedeltà » è redatta a cura del dott. ing. Antonio Nicolich.

(*) di Francis F. Chen; tradotto da *Audio*, novembre 1961, pag. 19.

Fig. 2. - Comportamento del circuito duale RC alla frequenza di incrocio.

2. - FREQUENZA DI INCROCIO

Il problema da risolvere subito dopo è la scelta della frequenza di incrocio. È un principio fisico ben noto che due sorgenti di segnale non possono essere distinte direzionalmente se esse sono separate da una distanza dell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda emessa.

Poichè la geometria di una camera di soggiorno richiede che gli altoparlanti siano distanziati di circa 4 m e poichè la lunghezza d'onda di 4 m corrisponde alla frequenza di 85 Hz, si vede che è necessario un incrocio ben sotto i 100 Hz per evitare la scomparsa dell'effetto stereofonico, quando si usa un unico woofer per entrambi i canali. La linea di separazione è arbitraria: non si può dire che a 100 Hz non vi è più definitivamente l'effetto direzionale, e che questo esista completamente invece a 110 Hz o a 150 Hz. A parte la precisione del principio fisico sopra ricordato, l'acustica dell'ambiente e la psicologia dell'uditore entrano pure in gioco; tuttavia si sono fatti impianti stereo coi bassi in comune, con incrocio ben sopra 100 Hz. Si è però deciso di fare la frequenza di incrocio più bassa possibile, compatibilmente con altre limitazioni.

Alle prove di ascolto può talvolta sembrare che una nota bassa, sotto i 100 Hz, abbia una direzionalità. Ciò è probabilmente dovuto al subitaneo attacco della nota. Questo transitorio iniziale consta di componenti di frequenza più alta e sarebbe riprodotto dal tweeter. Per questa ragione la direzionalità deve essere analizzata solo con toni permanenti.

Le altre limitazioni sopra menzionate sono quelle imposte dalla debole risposta degli altoparlanti da 20 cm. Si sono scelte le unità Wharfedale Super-8 FS/AL's, che hanno un'alta densità di flusso, buon rendimento fino a 15 kHz, risposta piatta ed una sospensione cedevole. La risonanza in aria libera di questi altoparlanti è intorno ai 70 Hz. Per ragioni di estetica dell'ambiente, questi altoparlanti devono essere montati in diversi tipi di mobili; perciò le differenze delle riso-

Fig. 3. - Schema elettrico dell'incrocio elettronico.

nanze dei mobili provocano il disadattamento degli altoparlanti nella regione delle basse frequenze. Per questa ragione si è concluso che la frequenza di incrocio avvenga almeno un'ottava sopra la risonanza in aria libera dell'altoparlante, e si è scelta la frequenza di 150 Hz.

3. - TIPI DI INCROCIO

Un tipo comune di filtro di incrocio, un circuito *LC* inserito fra l'altoparlante e l'amplificatore, non si realizza facilmente alle basse frequenze dell'ordine di 150 Hz. Il motivo è che le capacità devono essere molto grandi, intorno ai 100 μF. Ciò sarebbe praticamente impossibile se non si usassero condensatori elettrolitici. Però gli elettrolitici non conservano il loro valore di capacità con precisione e inoltre dovrebbero essere bipolarizzati (il che richiede doppia capacità per ognuno di essi) per poter trasmettere i segnali alternativi. Quando si impiegano in questo modo gli elettrolitici, la loro capacità può variare rapidamente nel bel mezzo di un passaggio di forte sonorità. Le induttanze dell'ordine di 10 mH, costituirebbero una grossa difficoltà, perchè dovrebbero essere avvolte con filo grosso per evitare gravi perdite di inserzione. Non rimane allora altro che usare un incrocio elettronico prima dell'amplificatore e questo è il modo più sofisticato e più soddisfacente di fare l'incrocio. Questo sistema richiede un amplificatore separato per ciascun altoparlante, ma ciò non comporterebbe necessariamente una maggior spesa. Avendo amplificatori separati per gli acuti e per i bassi, si sfrutta per di più un pregio molto interessante: la distorsione di intermodulazione (salvo alla generazione del programma) viene completamente eliminata in tutte le pratiche applicazioni! Per i filtri di incrocio si raccomanda generalmente l'attenuazione di 12 dB per ottava. Ciò si può ottenere con un filtro *LC* a semisezione come in (*A*) di fig. 1, o da due semplici filtri *RC* come in (*C*) o in (*D*) della stessa figura. Il filtro *LC* presenta il forte vantaggio che lo sfasamento è 0 gradi da un lato della frequenza di incrocio, e 180° dall'altro lato. Pertanto si può mettere in fase gli altoparlanti delle frequenze alte e basse semplicemente mantenendo le connessioni di uno degli altoparlanti. Però si richiederebbe l'uso di un'induttanza al livello di preamplificazione a motivo del disturbo provocato dalla captazione di ronzio. Questa considerazione fa ripensare al circuito *RC* con le sue orribili caratteristiche di fase e ci conduce a una discussione intorno agli sfasamenti e alla risposta in frequenza degli incroci *RC* per bassa frequenza.

Fig. 4. - Il woofer e l'altoparlante sinistro.

4. - IL FILTRO DI INCROCIO RC A 2 CELLULE

Consideriamo dapprima il filtro passa basso a una sola cellula rappresentato in fig. 1 (*B*), in cui la resistenza *R* e la capacità *C* formano un semplice divisore di tensione (che lavora su impedenza infinita) per il segnale di entrata e_i. Ad ogni pulsazione ω, la tensione di uscita e_0 è data da:

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B = \frac{1}{j\,\omega\,C} \Big/ \left(R + \frac{1}{j\,\omega\,C}\right) \qquad (1)$$

Se si definisce la frequenza di incrocio

$$\omega_0 = \frac{1}{R\,C}, \text{ si ha:}$$

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B = \left(1 + \frac{j\,\omega}{\omega_0}\right)^{-1} \qquad (2)$$

Il filtro passa-alto corrispondente, ottenuto scambiando tra loro *R* e *C*, dà:

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_A = R \Big/ \left(R + \frac{j}{\omega\,C}\right) =$$

$$= \left(1 + \frac{\omega_0}{j\,\omega}\right)^{-1} \qquad (3)$$

Per frequenze basse rispetto a ω_0, la (2) dice che $(e_0)_B \cong (e_i)_B$, mentre per frequenze alte rispetto a ω_0, la (3) dice che $(e_0)_A \cong (e_i)_A$. Alle frequenze prossime a ω_0 vi è uno sfasamento, perchè per esse la parte immaginaria della (2) e della (3) è importante; nasce la questione del come sommare le uscite dalle reti passa-alto e passa-basso. Se si sommano insieme i due segnali prima, e poi si applicano allo stesso altoparlante, l'uscita acustica si determina con le (2) e (3) quindi elevando al quadrato il risultato:

$$\left[\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B + \left(\frac{e_0}{e_i}\right)_A\right]^2 =$$

$$= \left[\frac{1}{1 + \dfrac{j\,\omega}{\omega_0}} + \frac{1}{1 + \dfrac{\omega_0}{j\,\omega}}\right]^2 = 1 \qquad (4)$$

Anche se lo sfasamento è di 45° nella regione critica intorno a $\omega = \omega_0$, le fasi sono tali che la somma dei vettori è sempre unitaria. Allora la risposta è costantemente piana. Sarebbe lo stesso, ma non esattamente, se le due uscite fossero applicate a due altoparlanti a contatto tra loro. Inoltre se i due altoparlanti fossero distanziati e la frequenza di incrocio fosse un poco più alta, l'intensità acustica totale sarebbe la somma di quelle dei due altoparlanti; cioè le tensioni non si sommerebbero in fase e dovrebbero essere elevate al quadrato prima di venir sommate:

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B^2 + \left(\frac{e_0}{e_i}\right)_A^2 = \frac{1}{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2} +$$

$$+ \frac{1}{1 + \left(\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2} = 1 \qquad (5)$$

Ma questa coincide con la relazione (1)! Da questo punto di vista il circuito *R C* monocellulare è un incrocio ideale; la risposta in frequenza è piana indipendentemente dalle modalità di somma dei segnali. Incidentalmente si vede facilmente che per il circuito *L C* di fig. 1 (*A*), e_0/e_i è reale, perciò non vi sono problemi di sfasamento. Inoltre, proprio perchè e_0/e_i è reale, le relazioni analoghe alle (4) e (5) non possono essere vere entrambe; nel caso del circuito *L C* è vera solo la (4). L'inconveniente colla singola cellula *R C* è, naturalmente, che esso presenta una curva che cade solo di 6 dB per ottava, ciò che normalmente non fornisce un sufficiente isolamento di frequenze. Nel nostro caso particolare, con $f_0 = 150$ Hz, ciò significa che le risonanze del mobile di altoparlanti da 20 cm intorno a 70 Hz sono attenuate solo di 6 dB, ciò non costituisce una grande differenza per l'orecchio. Il passo successivo da fare è logicamente di considerare le due cellule *R C* in cascata di fig. 1 (*C*). Se fosse $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$, la prima cellula non lavorerebbe su impedenza alta e non provvederebbe un'attenuazione rapida come dovrebbe essere. Si può rimediare a questo inconveniente facendo la seconda cellula di impedenza più alta della prima, o, meglio ancora, isolando le due cellule con un trasferitore catodico come in fig. 1 (*D*). In questo caso la risposta si calcola con le (2) e (3) due volte:

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B = \left(1 + \frac{j\,\omega}{\omega_0}\right)^{-1} \left(1 + \frac{j\,\omega}{\omega_0}\right)^{-1} \qquad (6)$$

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_A = \left(1 + \frac{\omega_0}{j\,\omega}\right)^{-1} \left(1 + \frac{\omega_0}{j\,\omega}\right)^{-1} \qquad (7)$$

Le (6) e (7) sono scritte così e non comportano l'esponente 2, perchè facendo il quadrato si intenderebbe di eseguire la moltiplicazione di una quantità per il suo complesso coniugato, ciò che non è quello che si vuole fare qui. Ora se eleviamo a quadrato e poi sommiamo, non troviamo l'unità:

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B^2 + \left(\frac{e_0}{e_i}\right)_A^2 = \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^{\,2}}\right)^{-2} +$$

$$+ \left(1 + \frac{\omega_0^{\,2}}{\omega^2}\right)^{-2} \neq 1 \qquad (8)$$

L'angolo di fase fra i due segnali è variabile con la frequenza. Alla frequenza di incrocio, $\omega = \omega_0$, ciascun termine dell'equazione suddetta è uguale a 1/4, così che l'intensità totale è solo la metà di quella che dovrebbe essere. La maggior parte dei progettisti hanno ottenuto finora questo risultato o per mezzo di reazione negativa alla tensione inferiore e_i nelle regioni piane delle curve di risposta, o adottando diverse pulsazioni ω_0 nelle sezioni passa basso e passa alto, così che al punto di incrocio attuale, $(e_0/e_i)^2$ per ciascuna cellula è attenuata soltanto a metà. Tuttavia è pacifico che questo non fornisce un guadagno unitario ed uno sfasamento zero alle altre frequenze. Nella letteratura tecnica questi argomenti sono stati trattati diffusamente, ma sembra che un punto non sia stato toccato completamente: come si devono progettare gli incroci per far sì che le separate intensità dei due altoparlanti si sommino in modo da raggiungere l'unità? Non può darsi che in certe condizioni le onde sonore dei due altoparlanti si sommino in fase? Questo dipende dalla frequenza. Alle frequenze molto alte la fasatura non può avere importanza alcuna; infatti vi sono per esse molte riflessioni che provocano una mescolazione di fasi durante il tempo in cui le onde raggiungono l'orecchio attraverso cammini multipli. A 6 kHz la lunghezza d'onda è solo circa 6 cm; circa la fase, il cono di un tweeter dovrebbe trovarsi nello stesso piano del cono dell'unità per le frequenze centrali entro 12,5 mm o press'a poco. Questo è impossibile, perchè i coni sono più profondi di questo valore. In pratica non si è in grado di apprezzare la differenza che si dovrebbe verificare quando si invertono i conduttori a un tweeter che incrocia sopra gli 8 kHz. Alle frequenze centrali, che sono importanti per l'effetto stereofonico, la fase produce una differenza, ma in un modo che è un affare complicato. Ognuno sa che se la fase è fuori di 180°, l'effetto stereo è perduto per due altoparlanti separati spazialmente. Il nostro interesse cade ora su ciò che avviene nell'intorno della frequenza di incrocio fra un'unità per le note centrali e un woofer, che non siano necessariamente separati. In questo caso l'effetto della fase è probabilmente della stessa entità, ma è più facile da analizzare. Alle frequenze molto basse la fasatura, sembra, deve essere corretta, e si devono sommare insieme i segnali (complessi) ai due altoparlanti, prima di elevare al quadrato, come nella relazione (4), per ottenere l'intensità sonora totale. Questo deve essere vero, perchè è valido il noto principio del funzionamento del bass-reflex; se avesse importanza solo l'intensità totale, l'onda posteriore dalla finestra di un contenitore reflex si sommerebbe alla risonanza dell'altoparlante, invece di ridurla. Se ciò è vero, il filtro di incrocio a due cellule *R C* va bene. Se sommiamo la (6) con a (7), senza elevare al quadrato prima di sommare, otteniamo (dopo moltiplicazione del numeratore e del denominatore per ω_0^2 e $j\,\omega^2$ rispettivamente):

Fig. 5. - L'altoparlante destro.

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B + \left(\frac{e_0}{e_i}\right)_A =$$

$$= \frac{\omega_0^2}{(\omega_0 + j\,\omega)\,(\omega_0 + j\,\omega)} +$$

$$+ \frac{j^2\,\omega^2}{(j\,\omega + \omega_0)\,(j\,\omega + \omega_0)} \qquad (9)$$

Ora supponiamo di invertire i conduttori di un altoparlane, per modo che il segno fra i due termini del 2° membro della (9) diviene «meno», poi cancellando j^2 e infine riducendo al denominatore comune:

$$\left(\frac{e_0}{e_i}\right)_B + \left(\frac{e_0}{e_i}\right)_A =$$

$$= \frac{\omega_0^2 + \omega^2}{(\omega_0 + j\,\omega)\,(\omega_0 + j\,\omega)} \qquad (10)$$

svolgendo il quadrato al denominatore, questo diviene $\omega_0^2 + \omega^2$ e si ottiene l'unità. Ecco! Non vi è spostamento dei punti di incrocio, con il risultato di sfasamento nullo; non vi è alcun complicato processo di allineamento per mettere a punto un circuito di reazione. Il sistema comporta due vettori simili, che sono quelli che si generano in vicinanza della frequenza di incrocio (fig. 2). Le tensioni uscenti dai filtri passa-alto e passa-basso hanno grandezze metà e sono spostate di ± 90° in fase rispetto al segnale di ingresso, così che esse risultano sfasate di 180° tra loro. Se eleviamo a quadrato ciascun termine separatamente, ognuno diviene 1/4 e la somma è solo 1/2. Però se noi invertiamo i conduttori di un altoparlante per portare in fase i segnali alti e bassi e poi li sommiamo prima di elevare al quadrato, otteniamo l'unità. Tutto va esattamente allo stesso modo a tutte le altre frequenze, fintanto che vale tale semplice somma di segnali in fase. Quale bassa frequenza si deve avere prima, che ciò avvenga coi segnali acustici attuali? Per determinare questo, si è istituita una semplice esperienza in una stanza di soggiorno. Un oscillatore fornisce eguali segnali di bassa frequenza, attraverso amplificatori, a due altoparlanti. In questa prova gli altoparlanti erano separati, ma ciò non ha importanza, perchè si suppone che la frequenza di incrocio sia così bassa che non vi sia direzionalità. Le intensità del suono agli estremi del locale veniva controllata sia a orecchio, sia con un microfono che alimentava un oscilloscopio. Invertendo le connessioni di un altoparlante l'intensità dovrebbe andare da zero (cancellazione completa) a 4 volte l'intensità di un solo altoparlante, se le onde acustiche si sommassero in fase. In pratica, naturalmente, la completa cancellazione non può verificarsi, ma a 100 Hz si è notata una forte variazione di intensità, quando si sono invertiti i collegamenti. A 150 Hz la variazione era molto meno pronunciata. La conclusione che si può tirare è che il semplice circuito di fig. 1*D* con due cellule *R C* identiche in cascata, può essere usato con frequenze di incrocio sotto i 100 Hz, e che alla nostra frequenza di incrocio di 150 Hz precedentemente adottata, la risposta in frequenza di questo circuito è piana solo approssimativamente, ma essa è altrettanto buona di quella dei circuiti più elaborati comunemente usati.

5. - L'INCROCIO STEREO A DUE TUBI

Prima di costruire il circuito di fig. 3, abbiamo considerato i due incroci elettronici esistenti sul mercato. Uno, il Marantz, sembrava essere studiato con molta precisione con reazione; ma aveva un prezzo proibitivo. L'altro,

l'Heatkit, era necessariamente troppo grosso per i nostri scopi e pareva che fosse stato progettato per fornire un picco alla frequenza di incrocio.

Il circuito di fig. 3 assolve le funzioni di separare le frequenze sopra e sotto 150 Hz per ciascun canale e di sommare insieme le basse frequenze uscenti dai due canali. Si sono adottati trasferitori catodici sia per provvedere alta impedenza di entrata, sia per isolare le due sezioni delle reti $R\,C$ in cascata. Occorrono solo due tubi elettronici, ciascuno è un doppio triodo; l'intero circuito può essere contenuto in una scatola di alluminio di 7,5 × × 12,7 × 17,8 cm, che contiene anche due zoccoli octal per distribuire le tensioni anodiche e di accensione ai due preamplificatori. Un bocchettone a quattro piedini riceve le alimentazioni dell'amplificatore dei bassi. Il circuito è estremamente semplice. Nel canale sinistro (il destro è identico), C_1 ed R_8 formano un circuito con $\omega_0 = 1000$ corrispondente alla frequenza di incrocio di circa 150 Hz. Il trasferitore catodico V_{1A} abbassa poi il livello d'impedenza, in modo che la seconda cellula $R\,C$, formata da C_5 e R_{11}, con la stessa ω_0, può essere costituita con elementi di impedenza così bassa che non è necessaria un'uscita a trasferitore catodico per alimentare il cavo, che va all'amplificatore. Nel canale dei bassi, R_1 e R_2 servono sia per sommare insieme i segnali sinistro e destro e per costituire con C_7 la prima sezione $R\,C$. La seconda sezione $R\,C$, R_{16} e C_8, segue il trasferitore catodico V_{2A}. Occorre uno stadio amplificatore avente un guadagno di circa 2, perchè il circuito aggiunto taglia il guadagno dei bassi di 2. Si possono variare R_{18} e R_{20}, mantenendo costante la loro somma, per variare il guadagno del canale dei bassi, secondo il guadagno dell'amplificatore dei bassi. Si è però qui fatto il guadagno leggermente minore di 2, perchè il nostro amplificatore dei bassi ha un guadagno più alto di quello degli amplificatori degli acuti. Naturalmente si deve fare la regolazione finale con i controlli di livello degli amplificatori. Quando si esperimenta con una sorgente di segnale applicata a un solo canale, bisogna assicurarsi che l'ingresso dell'altro canale sia collegato a massa, altrimenti il circuito aggiuntivo non dimezza il guadagno dei bassi come nel caso attuale. Le altre due posizioni del commutatore $S\,W_1$ forniscono frequenze di incrocio 0 e ∞, cioè con l'intero programma che va direttamente o solo ai tweefer o solo al woofer.

Questa prova può essere omessa, se si desidera, ma è molto pratica per controllare il complesso e per avere musica anche quando uno degli altoparlanti o degli amplificatori sia temporaneamente fuori uso. Le impedenze delle sezioni di entrata $R\,C$ sono state scelte in modo che per qualunque posizione del commutatore i preamplificatori non siano caricati con meno di ½ MΩ a tutte le frequenze sotto 20 kHz. Un simile alto livello di impedenza è possibile solo a motivo dell'alta impedenza effettiva dei trasferitori catodici. Questa è la ragione, per es., che lo stadio amplificatore nella sezione bassi non può essere lo stadio di entrata. L'impedenza di entrata di 0,5 MΩ permette di usare l'incrocio con qualunque preamplificatore, compresi quelli, come il Dynakit, che non devono erogare su un'impedenza minore di 0,5 MΩ, senza modifiche interne. Si possono includere e selezionare molte frequenze di incrocio col commutatore $S\,W_1$, se si desidera disporre di un incrocio più versatile. Se si va ad una frequenza minore facendo, diciamo, R_3 più grande, l'impedenza di entrata del trasferitore catodico non è più trascurabile; se si va ad una frequenza più alta, le ω_0 per le sezioni $R\,C$ devono essere sfalsate per ottenere una risposta uniforme in frequenza, perchè i segnali acustici non si sommano più in fase, secondo quanto si è detto sopra. Nella sua unità l'autore ha incorporato due incroci a 300 e a 600 Hz nel caso in cui la potenza dell'altoparlante poteva essere sfruttata pienamente; ma questa occasione non si è mai presentata.

Resistenze e capacità di precisione possono essere usati per gli elementi delle reti $R\,C$, ma questa spesa non è necessaria. Sarebbe sufficiente precisione usare elementi al 20%, poi regolare R_3 e R_4, e se necessario C_1 e C_2, finchè tutte tre le sezioni danno un rapporto $e_0/e_i = 0{,}5$ alla stessa frequenza. Se si dispone di un oscilloscopio con un ingresso orizzontale, un metodo leggermente più sensibile sarebbe quello di mettere il segnale di entrata preso da un oscillatore, su un asse e l'uscita dall'incrocio sull'altro e determinare il punto di incrocio ricercando la frequenza per la quale la figura di Lissajous diviene un cerchio. La regolazione può essere fatta semplicemente aggiungendo in serie o in parallelo con R_3 o R_4 diversi resistori, finchè il punto di incrocio avviene alla frequenza stabilita. L'esattezza della frequenza di incrocio non è così importante, naturalmente, quanto lo adattamento della frequenza di incrocio nelle tre sezioni.

Si devono dare due avvertimenti al costruttore: primo, non ruotare il commutatore $S\,W_1$, quando gli altoparlanti sono in funzione, perchè la scarica dei condensatori di accoppiamento provocherebbe uno scoppiettio intenso. Secondo, assicurarsi che l'alimentazione $+ A.\,T.$ sia sufficientemente ben filtrata — la sezione amplificatrice è sensibile al ronzio. Sebbene il circuito fosse progettato per funzionare con un $+ A.\,T.$ di 300 V, per la quale le correnti del tubo sono 3 mA nelle sezioni a trasferitori catodici e 6 mA nella sezione amplificatrice, l'autore ha dovuto aggiungere molte sezioni di filtro al suo $+ A.\,T.$ (ricavato dall'amplificatore di potenza dei bassi) fino a far cadere la tensione a 200 V, prima che il ronzio scomparisse. Entrambe le unità di incrocio nel suo Dyna, tuttavia, lavorano bene con 200 V.

6. - ALLINEAMENTO DEGLI ALTOPARLANTI

Per mettere opportunamente in fase i tre altoparlanti si è usato il seguente procedimento. Dapprima si è applicato un segnale alla frequenza di incrocio a 150 Hz al woofer (dal lato sinistro) e all'altoparlante destro, e si è regolata la fase di quest'ultimo alla posizione per la quale il tono si rinforzava. Poi si sono messi in fase gli altoparlanti sinistro e destro usando il segnale di fruscio bianco del disco di prova per l'alta fedeltà. Si è riscontrato che il disturbo bianco è il meno ambiguo per determinare la fase. Il guadagno del canale dei bassi è stato poi regolato per fornire una risposta piatta con una nota di bassa frequenza registrata sul disco di prova n. 1 di *Scienza popolare*.

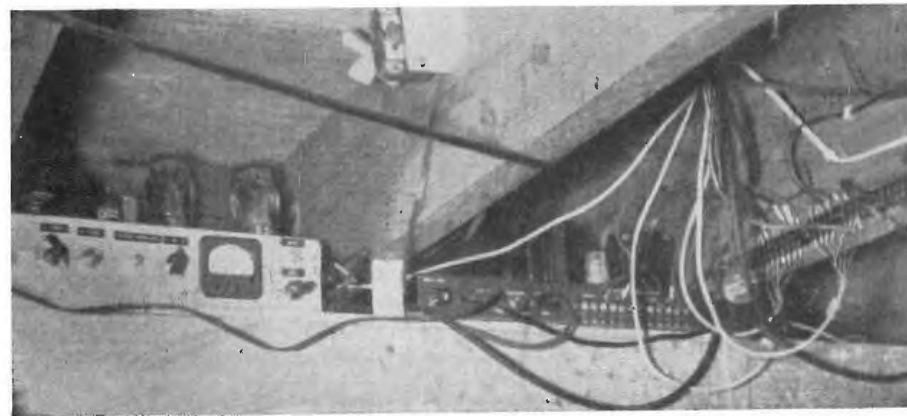
7. - GLI ALTOPARLANTI

Si descriveranno ora gli altri componenti dell'impianto e i motivi della loro scelta, cominciando dal terminale finale, gli altoparlanti. Il mobile per il Woofer è un Karlson, fatto con compensato di 20 mm, impiallacciato in noce e lucidato con olio cotto. Le giunzioni sono incollate e avvitate (occorrono in totale 130 viti) e il pannello posteriore è connesso in modo da ottenere una chiusura ermetica. Le pareti interne sono laccate e rivestite di materiale assorbente acustico, lana di vetro, sulle due superfici raccomandate. La KARLSON gode di una notevole reputazione nella fabbricazione di mobili per altoparlanti a buon mercato, ma di buona riproduzione, e infatti il contenitore in oggetto suona molto bene con un vecchio altoparlante da 38 cm che costa 20 dollari. Poi l'autore ha acquistato un Altec 803B, il meno costoso dei woofer di alta classe ed ora l'altoparlante è troppo buono per il contenitore. Questo altoparlante ha la risonanza a 25 Hz in aria, ma la sua uscita alle frequenze basse è limitata dal cassone, e per una certa parte, dalle dimensioni del locale. Il mobile Karlson presenta un picco di risposta fra 70 e 90 Hz; fortunatamente questo picco è piuttosto largo, probabilmente a motivo dell'apertura esponenziale. Un giorno o l'altro l'autore si deciderà a disporre intorno al complesso il vecchio 803B in una tromba esponenziale o in uno schermo acustico infinito,

Fig. 6. - Disposizione degli altoparlanti.

sebbene abbia in odio di disfarsi del suo primo montaggio elaborato, che funzionava piuttosto bene.

Gli altoparlanti per le note centrali e per gli acuti sono entrambi dei Super 8 Wharfedale, ma montati diversamente. L'unità di sinistra è installata in un piccolo mobile adattato al disopra del Karlson. Il posteriore del mobile è aperto, coperto solo da un tessuto a maglia, che preserva dalla polvere. Questo dispositivo era la soluzione al tempo del monofonico del problema di montare l'unità della gamma centrale con apertura posteriore, ma non era stato previsto di accoppiarlo al Karlson. Il fatto che i due mobili siano fisicamente separati accorda una certa flessibilità nella disposizione dell'arredamento del locale. La piccola apertura rettangolare nel mobile aperto posteriormente, non è una finestra, ma un foro di montaggio per un tweeter University 4001. Quest'ultimo in origine era aggiunto al Super 8 con un ncrocio a 8 kHz, ma poi è stato eliminato, perchè si è constatato che il Super 8 non aveva alcun bisogno di aiuto alle più alte frequenze e il tweeter serviva solo a sbilanciare i canali sinistro e destro. L'altoparlante destro è montato in un vecchio mobile bass-reflex di angolo, originariamente costruito per un altoparlante a buon mercato di 30 cm. Fortunatamente la risonanza del Super 8 (un poco al disotto di 70 Hz) è prossima a quella dell'altoparlante primitivo di 30 cm, e non è stato necessario riaccordare l'apertura del bass-reflex. Ad ogni modo il Super 8 non è stato impiegato come altoparlante per l'intera gamma. Vi erano alcune preoccupazioni e cioè la differenza fra i mobili per gli altoparlanti sinistro e destro, imposta da considerazioni di estetica, avrebbe potuto sbilanciare i due canali. Ma è risultato che questo caso non si verificava. Fra i due mobili e vicino a quello dell'altoparlante destro vi è una poltrona, che evidentemente non deve essere usata dall'ascoltatore per la sua posizione inadatta, ma l'equilibrio è così buono che anche da questa poltrona uno può ascoltare un solista apparentemente collocato al centro della parete opposta e che rimane in tale posizione. Si noti che gli altoparlanti sono fortemente distanziati separati, circa 4 m, e essi sono diretti verso il centro della stanza. Ciò significa che vi è una sola posizione di ascolto veramente buona. Però ciò non è risultato essere un grave inconveniente, perchè è provato che ovunque un ascoltatore attento deve essere solo. Quando vi è un ritrovo di persone, vi è sempre conversazione. Ad onta della distanza degli altoparlanti non vi è qui assolutamente il « buco nel mezzo ». Con sorgenti monofoniche, il suono esce dal centro della parete fra i due altoparlanti. Se un programma è stato registrato con eccessiva separazione, una rotazione del regolatore di miscelazione riempie il buco a qualunque grado desiderato. Il Super 8 sembra presentare picchi a 2.000 e a 5.000 Hz, che vengono ac-

Fig. 7. - Gli amplificatori.

centuati dalla sensibilità dell'orecchio a queste frequenze. Si è inserito nel circuito dell'altoparlante un filtro a larga banda a *R L C* con bobina avvolta a mano, e centrato su 4.000 Hz, per attenuare i picchi e per ottenere una curva di risposta apparentemente più piatta. Però alcuni brani musicali non danno col filtro in posto un suono altrettanto buono, rispetto a quando il filtro non c'è, principalmente perchè gli strumenti solisti suonano come se fossero imbavagliati e molto da lontano. Col filtro inserito il suono si avvicina maggiormente a quello dei complessi di altoparlanti « senza colore » come quelli delle serie Acoustic Research, ma dal confronto si è sempre preferito il Super 8 così come è. L'azione filtrante delle piante ornamentali della moglie, sembrano fortunatamente aver un effetto trascurabile.

8. - AMPLIFICATORI

Gli amplificatori sono collocati al di sopra di un corrente a trave del calorifero nel sotterraneo. I cavi di connessione passano attraverso un buco nel pavimento del locale di soggiorno; vi sono pure un pannello per distribuire i conduttori degli altoparlanti alle diverse parti della casa, ed un ventilatore per raffreddare i tubi di uscita dell'amplificatore dei bassi. È evidente che si è badato più alla accessibilità che alla vicinanza. Gli amplificatori sono attualmente così vicini ai preamplificatori che si possono usare i cavi di lunghezza normale forniti coi preamplificatori. L'amplificatore dei bassi autocostruito e che dà l'alimentazione anche ai preamplificatori e a tutti gli incroci, sfrutta un circuito Dynakit modificato. Si è aggiunto un milliampermetro per controllare la corrente dei tubi di uscita, la polarizzazione e il bilanciamento sono regolabili indipendentemente. Si sono anche aggiunti controlli per la regolazione indipendente della reazione di corrente e di tensione e per passare dal funzionamento ultralineare a quello a triodo. Però questi commutatori non sono risultati necessari, essendo, nel progetto originale, lo smorzamento già ottimo.

L'amplificatore degli acuti è un Eico HF-86 duale da 14 watt. Questo valore di potenza è ben adeguato all'efficiente Super 8, specialmente perchè l'amplificatore non deve alimentare i bassi. Quando la moglie e i bambini sono fuori di casa, è possibile spingere il volume fin quasi alla soglia del dolore senza che si manifesti alcun segno di distorsione.

L'amplificatore dei bassi può dare fino a 50 W. Poichè esso lavora solo nella regione sotto i 150 Hz, questa potenza è superiore a quella richiesta per i comuni programmi. Inoltre, se nel programma vi sono picchi di potenza sufficientemente ampi per provocare distorsione, questi picchi si verificheranno nei bassi, semplicemente perchè un simile intenso impulso nel campo centrale avrebbe una sonorità penosissima. Infine, facendo funzionare l'amplificatore dei bassi ben sotto la sua potenza nominale, significa eliminare praticamente la distorsione armonica alle frequenze bassissime.

9. - CIRCUITI DEI PREAMPLIFICATORI E DI CONTROLLO

I preamplificatori sono Dynakit PAM-1 e un controllo stereo DSC-1. Si sono scelti questi per la loro versatilità, per la desiderabile combinazione e disposizione dei comandi, ed anche per i circuiti ben progettati e rielaborati, ed infine per la loro riproduzione esente da distorsione e da ronzio, per la quale sono famosi. Si sono fatte due sole lamentele coi Dynakit: primo, il regolatore principale di volume ha dovuto essere sostituito molte volte (a spese della Dyna) prima di trovarne uno che si adatti con ragionevole precisione; secondo, non vi è il modo di disporre nè di una testina per nastro, nè una seconda entrata RIAA. Si sa che ciò sia stato fatto nel PAS-2; che è uscito dopo che si erano installati i suddetti amplificatori. Il PAS-2 ha molti vantaggi sulla combinazione PAM-1 più DSC-1, specialmente nel costo, ma non deve avere grande versatilità. Si pensa che il controllo di volume dovrebbe essere sostituito con uno a scatti, anche usando resistenze solo al 20%.

Sotto i Dynakit vi sono due telai autocostruiti con pannelli di ottone incisi e con manopole per adattare i preamplificatori. L'unità a sinistra contiene i controlli degli altoparlanti, i commutatori di inversione di fase per i tre altoparlanti, un interruttore per inserire il filtro di presenza sopra menzionato, e un commutatore per collegare l'amplificatore sinistro ai morsetti lontani sia a un altoparlante supplementare da 4 Ω o da 8 Ω, sia al normale altoparlante sinistro. Il bottone segnato « *V U* meter » si discuterà dopo. L'unità a destra sotto la parte finale dei preamplificatori, che sono insensibili al ronzio, contiene tre relé. L'alimentazione all'intero sistema è fornita attraverso un relé di tenuta. Questo relé può essere diseccitato, spegnendo così ogni cosa, sia manualmente, sia automaticamente, alla fine di un nastro o di un disco, secondo la posizione del selettore centrale. Vi è pure la possibilità di collegamento ad un dispositivo a orologio per accendere l'impianto o spegnerlo, per la registrazione di programmi radio « in absentia ». Uno degli interruttori c. a. sui preamplificatori può essere usato a spegnere solo gli amplificatori; l'altro per escludere solo le sorgenti di programma.

10. - LE SORGENTI DI PROGRAMMA

Il mobile era uno scaffale ottenuto per 10 $, al quale sono stati aggiunti le porte e gli elementi decorativi. L'incrocio elettronico è posto sotto al mobile insieme con la inevitabile massa di cavi. I dischi sono immagazzinati nella parte inferiore del mobile, i nastri su un piccolo ripiano a destra. Il sintonizzatore è un Bogen R660, il solo componente rimasto della prima formazione dell'impianto, ed il primo a essere destinato a essere sostituito, sebbene funzioni ancora molto bene.

Gli scomparti nel mobile sono solo di circa 330 × 432 × 380 (profondità) cm e contenevano originariamente solo un cambiadischi Miracord XS-200 con una cartuccia GE GC-7. Era chiaro che in tale spazio non potevano essere installati un comune giradischi o un registratore a nastro e che l'ampliamento con un mobile più grande avrebbe dato luogo agli strepiti a voi ben noti. Fortunatamente vi sono due componenti di alta qualità che non occupano più spazio del necessario. Essi hanno anche un prezzo molto ragionevole. Il giradischi è un Weathers KL-1 montato su una piastra di alluminio sospesa sopra una base di legno. La testina e il braccio scelti sono la combinazione *B* e 0 *TA*-12.

Nella base del giradischi è montato un contatore di ore per controllare l'andamento della durata in funzione della puntina, ed un realistico misuratore di unità volt duale. Quest'ultimo è collegato ad una presa a 32 Ω dell'amplificatore duale EICO per dare un guadagno un poco maggiore nel monitore del segnale attualmente in arrivo agli altoparlanti. Per mezzo di un commutatore sul pannello di controllo degli altoparlanti, il misuratore può anche essere derivato sul woofer o su un altoparlante esterno. Il giradischi è illuminato con una lampada fluorescente da 6 W in alto sul davanti del mobile. La luce serve anche come lampada stroboscopica. Per ridurre il ronzio, il ballast e lo starter per la lampada sono installati nella base.

La lampada è accesa e spenta con uno degli interruttori di volume non usati e posti sui PAM-1.

Il giranastro è un Viking Stereo Compact RMQ per quattro tracce, con due amplificatori di registrazione incorporati. Questo e il Tandberg 6 sono i due pezzi di grosso calibro che dovrebbero essere introdotti nel mobile, e, sfortunatamente la differenza di prezzo sta nel rapporto di 2. Il Viking è un eccellente giranastro con una testina di riproduzione avente un traferro di 2,28 micron e con una testina separata di largo interferro per la registrazione, che rende possibile la registrazione su 4 tracce a bassa velocità. Si constata che con sufficiente

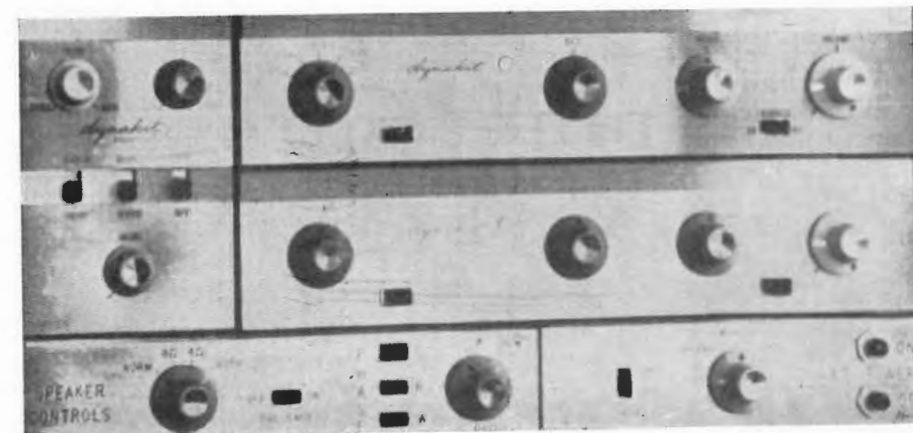



Fig. 8. - Le unità di controllo.

esaltazione degli acuti la perdita nella qualità a 9 cm/sec è accettabilissima per la maggior parte della musica, salvo quando vi sono strumenti a percussione violentemente eccitati, si può così registrare radiotrasmissioni a 9 cm/sec per 6 ore di musica su una sola bobina di 540 m. Il Viking è fatto per gli appassionati simili all'autore; fra il Viking e il Dyna la versatilità è virtualmente illimitata.

Attualmente all'impianto mancano i preamplificatori di riproduzione del nastro e le testine di riproduzione sono connesse direttamente all'entrata « speciale » dei Dinakit, per modo che il commutatore del monitore del nastro non può essere usato. Però, data la grande flessibilità, si può spiare le registrazioni monofoniche usando un preamplificatore per la sorgente di programma e l'altro per riproduzione dal nastro e usando il commutatore inversore di canale, come commutatore del monitore. I voltmetri sugli amplificatori di registrazione sono molto utili; però siccome essi non erano illuminati, si è dovuto aggiungere lampadine spia per indicare quando gli amplificatori sono accesi. Ora l'autore registra su nastro tutti i suoi nuovi dischi stereo usando forza della puntina leggermente maggiore di quella normale, e riproduce direttamente i dischi solo in speciali occasioni. Accanto alla riduzione dell'usura del disco, questa pratica elimina la necessità di pulire meticolosamente il disco ogni volta e di cambiare il disco ogni 20 minuti.

Scritto questo articolo, l'autore ha il coraggio di dichiarare il costo di questo impianto. Egli viene alla conclusione che, escluso il registratore a nastro, l'impianto può essere riprodotto per meno di 500 $ più una notevole mole di lavoro. Per la somma di 500 o 600 $ si può probabilmente fabbricare un impianto « Standard » di qualità analoga, ma senza la versatilità e le caratteristiche di lusso di questo impianto. Sebbene si esiterebbe a raccomandare questo impianto con altoparlante dei bassi in comune all'auditore medio di musica, si ritiene che esso meriti considerazione da parte degli appassionati. Il sistema con altoparlante dei bassi in comune è particolarmente conveniente quando l'altoparlante woofer può essere montato in una parete, usando un gabinetto, un garage, o un altro camerino come schermo acustico infinito.

La posizione del woofer nella camera non è importante a motivo della bassa frequenza di incrocio e i Super 8 richiedono ben poco spazio. Se i Super 8 fossero esattamente schermati acusticamente per funzionare sull'intera gamma, l'incrocio potrebbe essere ridotto sotto i 100 Hz. In tal caso le nostre ipotesi della somma in fase dei segnali acustici e della non direzionalità dei bassi, sarebbero verificate con molto maggior precisione. Il sistema dei bassi in comune sarebbe pure utile per coloro, che hanno complessi di altoparlanti per l'intera gamma, ma che danno potenza insufficiente sotto i 60 Hz, e per coloro che desiderano aggiungere un solo woofer per incrementare i bassi estremi. *A*

Lista dei componenti del circuito di fig. 3

R_1, R_2, R_5, R_6, R_{13}	1 MΩ
R_3, R_4	2 MΩ
R_7, R_8, R_{14}	2,2 kΩ
R_9, R_{10}, R_{15}	47 kΩ 1 W
R_1, R_{12}	20 kΩ
R_{16}	10 kΩ
R_{17}	470 kΩ
R_{18}	18 kΩ 1 W
R_{19}	1 kΩ
R_{20}	8,2 kΩ 1 W
C_1, C_2	500 pF
C_3, C_4, C_8, C_9, C_{10}	0,1 μF
C_5, C_6	50 nF
C_7	2 nF
V_1, V_2	12 AU7
SW_1	Commutatore a 6 vie, 3 posizioni

dott. ing. Antonio Turrini

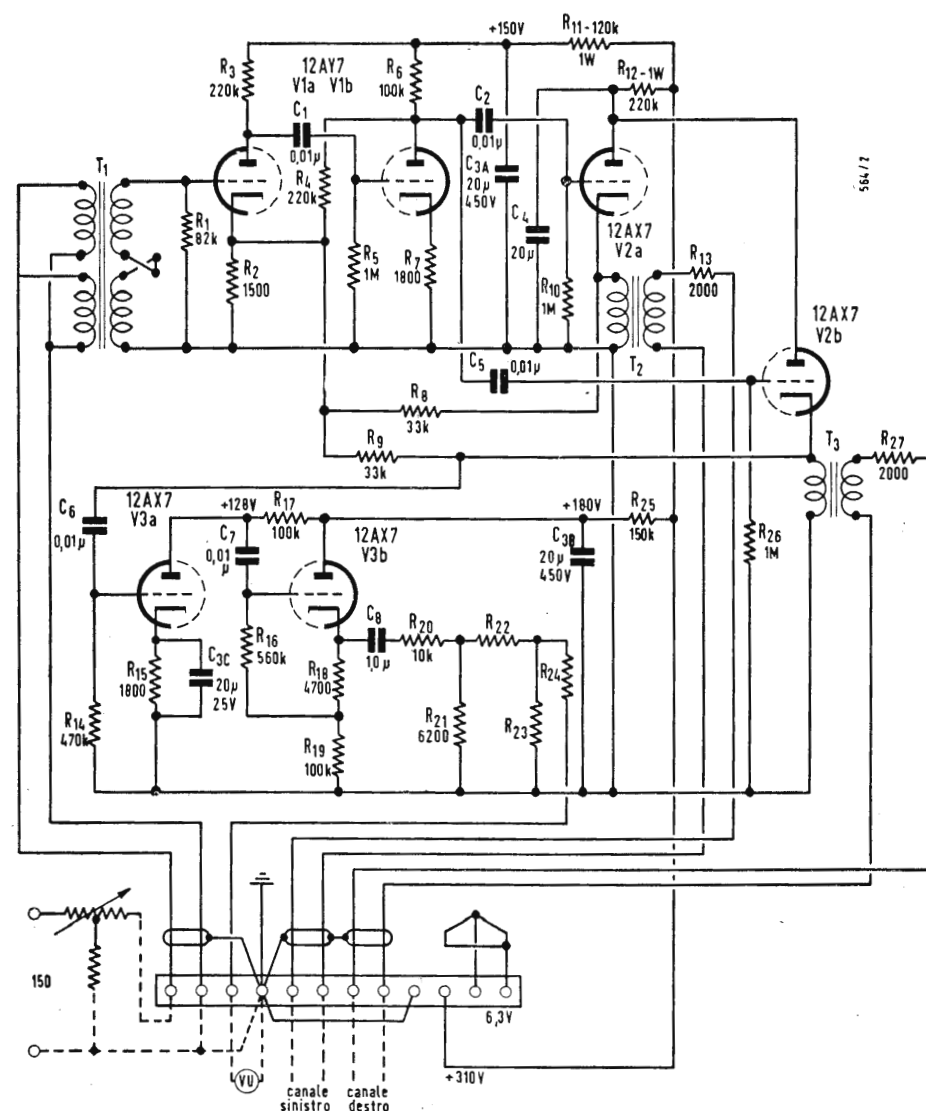
Stereo piu' centro a due canali di registrazione*

1. - AMPLIFICATORE DI CENTRO A PONTE CON DISPOSITIVI CIRCUITALI DI MISURA

Se guardiamo al passato, troviamo che una volta un sistema audio era un complesso relativamente semplice — un trasduttore in ingresso, un amplificatore, un trasduttore in uscita. Poi venne la miscelazione — maggior numero di trasduttori in entrata e in uscita e l'amplificatore. Successivamente arrivò la stereofonia — aumento di ogni componente, in pratica raddoppio di tutto. Ora con lo stereo più canale centrale abbiamo la triplicazione di ogni cosa. Ogni passo ha avuto per risultato una riproduzione più realistica del suono, ma anche un forte aumento di costo e di esigenze di spazio.

2. - IL CIRCUITO

Il circuito mostrato in fig. 1 è stato progettato per impiegare un microfono centrale in un complesso stereo a due canali, mentre mantiene a un minimo l'apparecchiatura necessaria per la registrazione e la riproduzione (v. anche lo schema a blocchi di fig. 2). Le uscite dei due microfoni centrali e dei loro preamplificatori vengono mescolate e

Fig. 1. - Schema elettrico dell'amplificatore centrale a ponte.

Elenco dei componenti

R_1	82 kΩ ½ W
R_2	1,5 kΩ ½ W
R_3, R_4	220 kΩ ½ W
R_5, R_{10}, R_{26}	1 MΩ ½ W
R_6, R_{17}, R_{19}	100 kΩ ½ W
R_7, R_{15}	1,8 kΩ ½ W
R_8, R_9	33 kΩ ½ W
R_{11}	120 kΩ 1 W
R_{12}	220 kΩ 1 W
R_{13}, R_{27}	2 kΩ ½ W
R_{16}	560 kΩ ½ W
R_{18}	4,7 kΩ ½ W
R_{20}	10 kΩ ½ W
R_{21}	6,2 kΩ ½ W
R_{22}, R_{23}, R_{24}	v. testo
R_{25}	150 kΩ ½ W
C_1, C_2, C_5, C_6, C_7	0,01 μF 400 V a carta
C_3	20/20/20 μF 450/450//25 V elettrolitico
C_4	20 μF, 450 V elettrol.
C_5	1 μF, 200 V elettrol.
T_1	Trasformatore d'ingresso, UTC LS-12X
T_2, T_3	trasformatori di uscita, UTC A-15
V_1	12AY7
V_2, V_3	12AX7

(*) di HAROLD REED; tradotto da *Audio*, novembre 1961, pag. 28.

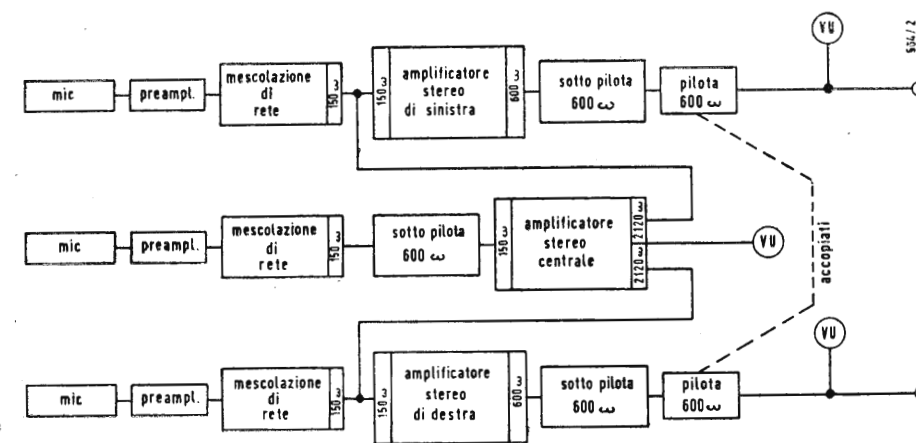



Fig. 2. - Schema a blocchi dell'amplificatore centrale a ponte.

pervengono a un controllo sub-pilota e poi al trasformatore di entrata dell'amplificatore centrale. Per i primi due stadi si usa un doppio triodo 12AY7, che è seguito da un doppio triodo 12AX7 montato colle due sezioni a trasferitori catodici. I trasformatori di uscita sono inseriti direttamente nei circuiti catodici di questo tubo.

Come indicato nello schema a caselle di fig. 2, l'uscita di un amplificatore centrale è disposta a ponte attraverso l'entrata dell'amplificatore del canale stereo sinistro e l'altra uscita è disposta a ponte attraverso l'entrata dell'amplificatore del canale stereo destro. Le resistenze R_{13} e R_{27} di 2 kΩ in fig. 1 servono ad aumentare l'impedenza del ponte, il che conduce ad un carico trascurabile sui circuiti dei canali stereo sinistro e destro. I trasformatori di uscita dell'amplificatore centrale hanno un rapporto di impedenza di 10.000 a 2.000, ossia di 5. Considerando che l'impedenza di uscita del trasferitore catodico è di 600 Ω, l'impedenza riflessa all'avvolgimento secondario è 1/5 di questo valore, ossia è 120 Ω. Questi in serie coi 2000 Ω formano l'impedenza di ponte di 2.120 Ω attraverso 75 Ω, che è l'impedenza di entrata terminata con 150 Ω degli amplificatori di canale. Ciò è analogo al convenzionale ponteggio 15.000 a 20.000 Ω delle linee terminate a 600 Ω. Un dispositivo di misura con voltmetro è compreso nei circuiti dell'amplificatore centrale per predisporre il necessario bilanciamento fra sinistra, destra, e centro e per la spia. Detto dispositivo consta di un amplificatore di tensione con tubo 12AX7 con uscita sul catodo. La tensione di segnale per il circuito del misuratore è preso dal circuito di catodo del trasferitore catodico, che alimenta il canale stereo destro, ma potrebbe bene essere ricavato anche dal trasferitore che alimenta il canale sinistro. Il voltmetro stesso è collegato all'uscita del trasferitore catodico attraverso un attenuatore standard per voltmetri di uscita e alla resistenza in serie R_{20}. Per un corretto funzionamento dinamico, il misuratore deve essere collegato ad un misuratore se non è esattamente terminato al lato di ingresso. D'altro canto, il trasferitore catodico deve lavorare su un'impedenza più alta, almeno 10 kΩ. Nel circuito, come indica la figura, la terminazione a 3900 Ω dell'attenuatore è assicurata dalla resistenza in parallelo R_{21} derivata su R_{20} che è in serie con l'uscita del trasferitore. Allora 6.200 . 10.600/ /6.200 + 10.600 = 3.912 Ω. Il carico desiderato dal trasferitore catodico è ottenuto con R_{20} in serie con la combinazione parallelo di R_{21} e del circuito dell'attenuatore del misuratore e dà un'impedenza di 12 kΩ approssimativamente. Nello schema non sono dati i valori delle resistenze del circuito del misuratore composto da R_{22}, R_{23} e R_{24}, poichè questi valori dipendono dal livello del segnale in ogni particolare impianto stereo. Nei foglietti di istruzione per il misuratore, i fabbricanti dei ben noti voltmetri di uscita forniscono l'informazione relativa all'attenuatore del misuratore, pubblicando in una tabella i valori delle resistenze necessari per le perdite comunemente richieste dell'attenuatore a scatti di 1 dB. Ciò risparmia la noia di doverli calcolare. L'impianto audio in cui si è usato l'amplificatore centrale forniva un livello di segnale all'entrata dell'ordine di — 60 dBm, a motivo delle forti perdite di miscelazione. Per questa ragione si è scelto un trasformatore di uscita di alta qualità ben schermato. Questo non sarebbe necessario se vi disponesse di una tensione di segnale più forte. I trasformatori di uscita sono relativamente economici, tuttavia danno una buona prova in servizio.

L'amplificatore centrale qui descritto era stato collocato in un mobile per registrazione stereo autocostruito, che comprendeva un comune alimentatore. Un alimentatore da 300 a 350 V è sufficiente; la corrente richiesta è minore di 5 mA, ciò che rende possibile di sfruttare, quasi, qualunque alimentatore preesistente. La corrente richiesta per l'accensione è di 0,9 A. Se l'alimentatore a disposizione non ammette questo debito di corrente in più, si può adottare un trasformatore di accensione separato. Escluso l'alimentatore, l'amplificatore può essere montato sopra un piccolo telaio di 10 × × 30 cm.

3. - CARATTERISTICHE

L'amplificatore centrale è stato progettato per ottenere le seguenti caratteristiche: distorsione armonica 1% o minore entro la banda da 30 Hz a 15 kHz. Ronzio e rumorosità almeno 60 dB sotto l'uscita di + 8 dB stabilita con un segnale di entrata di — 60 dBm. Risposta in frequenza entro 1 dB da 30 Hz a 15 kHz.

Il guadagno totale dell'amplificatore dal trasformatore di ingresso all'uscita della resistenza di ponte di 2.000 Ω, è 55 dB. Sebbene, come indicato in fig. 2, siano state impiegate impedenze di entrambi i valori 150 Ω e 600 Ω, che sono ritenuti soddisfacenti per la particolare installazione in cui si è usato l'amplificatore centrale in oggetto, l'amplificatore può essere impiegato in altri impianti stereo che sfruttano impedenze di 600 Ω dappertutto. Per es. lo stesso trasformatore di entrata può essere adottato per l'ingresso a 600 Ω e se gli amplificatori dei canali sinistro e destro hanno ingressi a 600 Ω le resistenze di ponte dell'amplificatore centrale possono venire aumentate a 15 kΩ per mantenere le stesse condizioni di carico trascurabile su questi canali.

A

Microfono modulare University, mod. 70

Presenta tutti i requisiti più severi e la precisione di un microfono dinamico a basso costo e di impiego generale. La sua costruzione robusta e la sua risposta in frequenza eccezionalmente larga lo rendono ideale per applicazioni generali nel campo della diffusione sonora nelle chiese, nelle scuole, nelle installazioni di impianti sonori commerciali; migliora le registrazioni domestiche su nastro magnetico e nobilita l'attrezzatura secondaria della radiodiffusione. Inoltre, nel campo dell'uso generico, offre un'efficienza, una durata ed una flessibilità, che impongono una normalizzazione interamente nuova di qualità per dollaro. La sua risposta alle basse frequenze è eccellente: avvicinandosi a quella dei microfoni UNIVERSITY professionali e superando sostanzialmente quella degli altri microfoni dinamici o unidirezionali nell'ambito del suo prezzo; l'ampiezza del campo di frequenze si estende al limite utile di 18 kHz. La caratteristica risultante degli acuti e delle frequenze altissime è la chiarezza e l'esenzione da rumorosità o stridori.

Le caratteristiche principali sono qui riassunte.
— Risposta in frequenza 150 ÷ 14.000 Hz.
— Impedenza 30/50; 2000 Ω.
— Livello di uscita 30/50 Ω: — 50 dB/1 mV/10 dine/cm²; — 143 dB EIA.
— Sensibilità nominale a 20 kΩ all'ingresso di alta impedenza; 28 mV/10 dine/cm².
— Riferimento del ronzio: — 120 dB/0,001 gauss.
— Dimensioni: diametro max. 28,4 mm; lunghezza max. 152 mm.

Viene fornito con i seguenti accessori: cavo schermato tripolare di circa 4,5 m., adattatore portatile di sostegno mod. SA10 e borsetta in tessuto per il trasporto. Oltre 25 anni di esperienza in elettroacustica hanno condotto alla realizzazione del microfono UNIVERSITY. Come la maggior costruttrice del mondo di impianti sonori e di trasduttori di alta fedeltà e come uno dei maggiori fornitori alle forze armate, l'UNIVERSITY si trova nella miglior posizione per comprendere le esigenze particolari dell'industria audio. *(a. n.)*

Interessanti esperimenti sono stati effettuati recentemente per studiare il comportamento di talune specie di pesci a diversi suoni e rumori e per registrare i suoni eventualmente emessi. *(Telefunken-bild)*

Le vendite di apparecchi stereo hanno raggiunto il massimo nel novembre 1961; le vendite di apparecchi monofonici che erano cadute, aumentano da sei mesi

Il Dipartimento dei dati di mercato dell'Associazione delle Industrie elettroniche americane comunica oggi che le vendite effettuate dalle fabbriche di fonografi stereofonici ha raggiunto un totale di 358.285 unità nel mese di novembre 1961, il che rappresenta un volume mensile record per il 1961.

Le vendite di apparecchi monofonici in novembre, che erano scese a 141.083, concludono un incremento mensile costante iniziato in maggio. Il mese precedente in cui si sono verificate le vendite più alte di entrambi i tipi di apparecchi è l'ottobre. In ottobre le vendite stereo sono state in totale 350.245; le vendite monofoniche sono salite a 151.580.

I totali complessivi in novembre delle vendite di apparecchi sia stereo sia monofonici sono stati inferiori a quelli dello stesso periodo del 1960. I totali venduti nel 1961 sono 2.586.163 contro 3.044.702 nel 1960, e 955.609 vendite monofoniche nel 1961 in confronto a 1.059.617 nel 1960.

La tabella sotto riportata fornisce la statistica delle ultime vendite fonografiche.

	App. Monofonici	App. Stereofonici
Novembre	141.083	358.283
Ottobre	151.580	350.254
Settembre	124.142	328.043
Agosto	106.157	242.164
Luglio	70.681	171.331
Giugno	61.533	197.170
Maggio	53.887	142.450
Aprile	53.074	152.974
Marzo	62.396	227.469
Febbraio	50.710	204.638
Gennaio	80.366	211.383
Totale dell'Anno 1961 (fino a novembre)	955.609	2.586.163
Totale dell'Anno 1960 (fino a novembre)	1.059.617	3.044.702

(a.n.)

dott. ing. Francesco Longhi

Studio di un filtro attivo passa-alto*

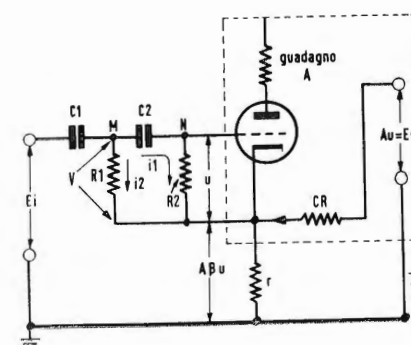



Fig. 1

LO SCHEMA di principio è dato in fig. 1. Il guadagno aritmetico A è assicurato dall'insieme della parte amplificatrice di potenza e dalla reinserzione attraverso il circuito di controreazione globale. Per lo studio di questo filtro si pone:

$$R_1 C_1 = t_1; \ R_2 C_2 = t_2.$$

$$i_1 = \frac{j \omega C_2 V}{1 + j \omega t_2};$$

$$i_2 = \frac{V}{R_2};$$

$$u = \frac{j \omega t_2 V}{1 + j \omega t_2}$$

Se β è la frazione della tensione di uscita ($E_s = Au$) riportata all'entrata:

$$E_i = \left\{ \frac{-j}{\omega C_1} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{j \omega C_2}{1 + j \omega t_2} \right] \frac{1 + j \omega t_2}{j \omega t_2} + \frac{1 + j \omega t_2}{j \omega t_2} + A\beta \right\} u$$

ovvero:

$$E_i = u \left\{ 1 + A\beta - \frac{1}{t_1 t_2 \omega^2} - \frac{j}{\omega} \left[\frac{1}{t_2}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + \frac{1}{t_1} \right] \right\},$$

Fig. 2

che dà finalmente:

$$\frac{E_i}{E_s} = \frac{K}{A} \left\{ 1 - \frac{1}{K t_1 t_2 \omega^2} - \frac{j}{K \omega} \left[\frac{1}{t_2}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + \frac{1}{t_1} \right] \right\},$$

avendo posto $K = 1 + A\beta$.

Si otterrebbe lo stesso risultato prelevando la tensione di uscita E_s ai morsetti Λ_1 del circuito di fig. 2 alimentato dalla tensione $\frac{A}{1 + A \beta} E_i$ e verificando le relazioni:

$$\Lambda_1 \Gamma_1 = K t_1 t_2;$$

$$\frac{P_1}{\Lambda_1} = \frac{1}{K} \left[\frac{1}{t_2}\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + \frac{1}{t_1} \right],$$

poi la pulsazione di risonanza

$$\Omega = \frac{1}{(K t_1 t_2)^{1/2}}$$

e il fattore di sovrasaturazione

$$Q_1 = \frac{(K t_1 t_2)^{1/2}}{t_1 (1 + C_2/C_1) + t_2}.$$

La controreazione allarga la banda passante del filtro (si abbassa la frequenza di risonanza) ed aumenta il suo fattore di sovratensione, senza modificare il tasso di attenuazione limite; 12 dB/ottava.

Applicazione numerica. - Si abbiano 16 dB di controreazione globale. Ammesso che questa cifra valga alle frequenze interessate dal filtro passa alto, si ha $K = 1 + A \beta \cong \sigma$. Lo schema comporta:

$G = 22 \cdot 10^{-9}$ F; $R_1 = 82$ kΩ; $C_2 = 33 \cdot 10^{-4}$ μF; $R_2 \cong 140$ kΩ.

R_2 deve in realtà essere riguardata come costituita dalla resistenza di 1 MΩ che segue C_2, in parallelo con $1/\sigma$ della resistenza di 1 MΩ che collega il punto N (fig. 1) a massa (la tensione fra N e massa vale infatti 6 u).

$t_1 = 1804$ μsec; $t_2 = 462$ μsec;

$$\Omega_1 = \frac{10^6}{\sqrt{6 \cdot 1804 \cdot 462}} \cong 450, \text{ ossia}$$

72 Hz circa.

$$Q_1 = \frac{\sqrt{6 \cdot 1804 \cdot 462}}{1804 \, [1 + 33/220] + 462} \cong 0{,}9$$

Si constata una buona concordanza tra le caratteristiche previste e i risultati del calcolo. Il filtro passa alto non è stato qui studiato che in modo sommario, perchè A non rimane certamente costante nella zona di azione dei circuiti correttori. La pendenza di attenuazione limite deve superare i 12 dB//ottava, con un certo rischio di instabilità; si è anche prevista una misura correttrice (resistenza di 1 MΩ fra la griglia di entrata e la massa) che abbiamo preferito scartare dai calcoli per evitare di appesantirli inutilmente, non conservando altro che gli elementi indispensabili.

Tali filtri sono estremamente semplici ed apportano soluzioni comode ai problemi delle frontiere o delle pendenze d'attenuazione variabili (a condizione non essere troppo esigenti). A

(*) di R. LAFAURIE; tradotto da *Revue du Son* ottobre 1961, pag. 321.

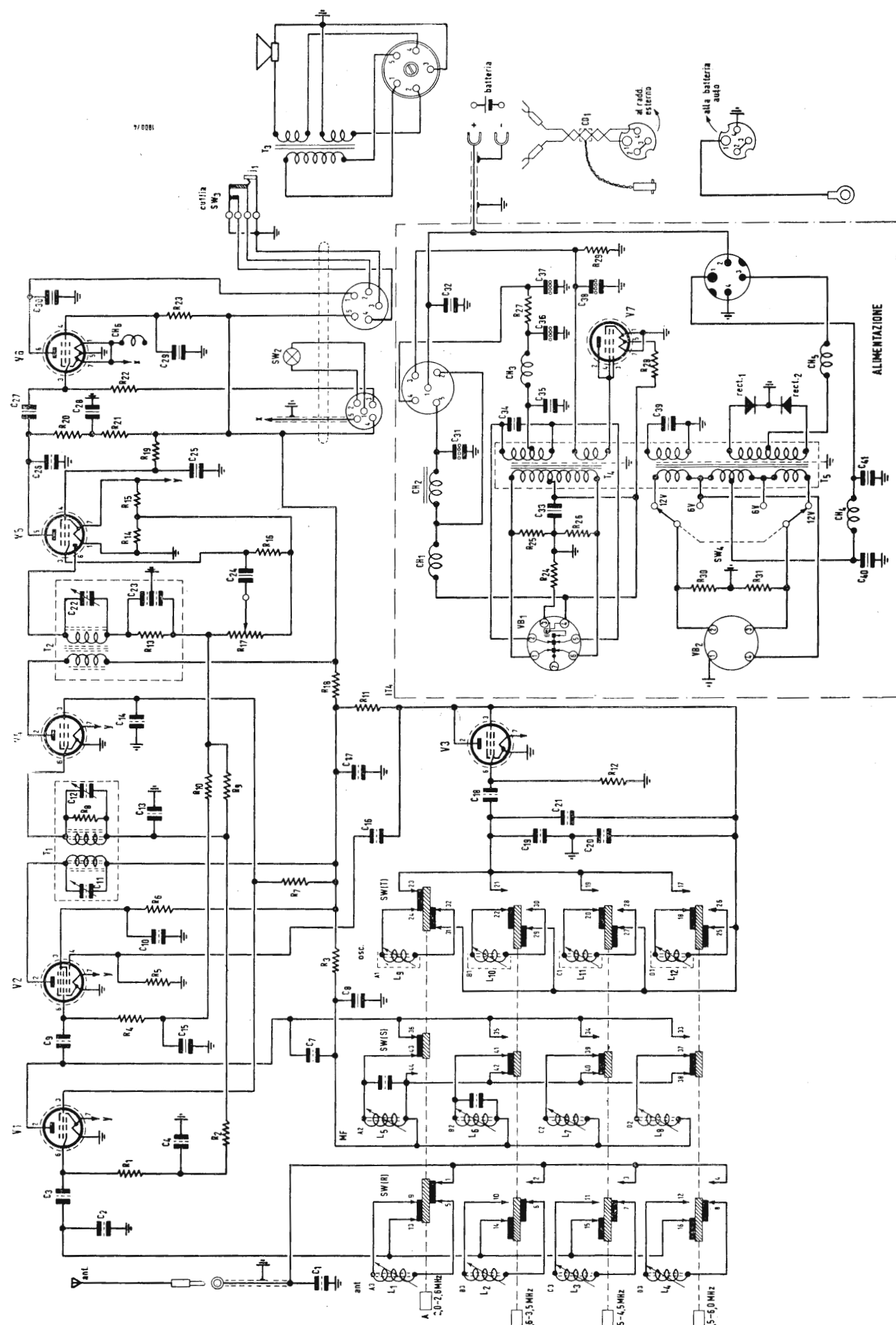



Fig. 1/0339

0339 – ***Richiedenti diversi.***

D. Si chiedono schema elettrico e caratteristiche del ricevitore BC728C.

R. Il ricevitore *BC728C* è un ricevitore del surplus americano adatto a funzionare sulla gamma da 2000 a 6000 kHz suddivise nelle seguenti quanttro sottogamme;1°) 200-2600 kHz: 2°) 2600-3500 kHz: 3°) 3500-4500 kHz: 4°) 4500-600 kHz ad alimentazione indipendente che è fornita da un unico accumulatore al piombo a 2 volt. L'alta tensione si ottiene tramite un vibratore sincrono, che facendo capo al trasformatore T_4 ed al relativo circuito di filtraggio, fornisce pure la tensione di polarizzazione. La carica della batteria è possibile collegando l'adatto circuito ad una batteria da 6 o 12 volt, mediante l'inversore SW4, di un auto. In tal caso il trasformatore T2 con il vibratore asincrono VB2, genera una tensione alternata raddrizzata da due cellule al selenio. Naturalmente tale dispositivo può essere sostituito da un trasformatore collegato alla rete, adatto a fornire circa 3A, il quale sarà collegato al circuito raddrizzatore.

Il circuito è del tipo supereterodina con media frequenza di 455 kHz. Il funzionamento dei vari stadi e delle valvole è il seguente ; $V_1 = VT$ 173, 1T4, alta frequenza : $V_2 = VT$ 171, 1R5 mescolatrice: $V_3 = VT$ 173, 1T4, oscillatore locale, collegato a triodo: $V_4 = VT$ 173, 1T4, amplificatrice a media frequenza: $V_5 = VT$ 172, 1S5, rivelatrice amplificatrice di tensione a bassa frequenza: $V_6 = VT$ 174, 3S4 amplificatrice finale bassa frequenza: $V_7 = VT$ 174, 3S4, collegato a diodo raddrizzatrice per la polarizzazione.

Per la ricezione si può fare uso di una cuffia ad alta impedenza, tramite apposito jack, che in tal caso esclude l'altoparlante di tipo permanente da 3Ω.

I comandi dei circuiti di antenna, alta frequenza e dell'oscillatore sono separati, perciò per la sintonia di una stazione si regola prima il condensatore dell'oscillatore C_1, poi quello relativo il circuito di alta frequenza C_2 ed infine quello di antenna C_3. Il complesso è munito di antenna avente la lunghezza di circa 2 metri e nota con la sigla AN75C. Naturalmente essa può essere sostituita con altra avente dimensioni maggiori, qualora il ricevitore sia fatto funzionare come posto fisso.

Ecco il valore dei vari componenti. *Resistenze* R_1 = 3,3 MΩ: R_2 = 3,3 MΩ: R_3 = 10.000 Ω: R_4 = 3,3 MΩ: R_5 = 470.000 Ω: R_6 = 47.000 Ω; R_7 = 15.000Ω R_8 = 1 MΩ: R_9 = 3,3 MΩ: R_{10} = 4,7 MΩ: R_{11} = 12.000 Ω: R_{12} = 47.000 Ω: R_{13} = 220.000 Ω: R_{14} = 150 Ω: R_{15} = 150 Ω: R_{16} = 10 MΩ: R_{17} = 1 MΩ pot.: R_{18} = 560 Ω: R_{19} = 5,6 MΩ: R_{20} = 1 MΩ: R_{21} = 330.000 Ω: R_{22} = 3,3 MΩ: R_{23} = 8200 Ω: R_{24} = 150 Ω: R_{25} = 100 Ω: R_{26} = 100 Ω: R_{27} = 270 Ω: R_{28} = 8,2 Ω 1/2 W: R_{29} = 8200 Ω: R_{30} = 220 Ω 1 W: R_{31} = 220 Ω 1 W.

Condensatori: C_1 = 50 pF ceramico: C_2 = 70 pF ceramico coefficiente di temperatura negativo: C_3=100 pF ceramico: C_4 = 0,01 μF: C_5 = 80 pF ceramico: C_6 = 120 pF ceramico, C_7 = 70 pF ceramico coefficiente temperatura negativo: C_8 = 0,25 μF: C_9 = 120 pF: C_{10} = 0,02 μF: C_{11} = 51 pF trimmer mica: C_{12} = 51 pF trimmer mica: C_{13} = 0,05 μF: C_{14} = 0,02 μF: C_{15} = 0,006 μF: C_{16} = 500 pF mica: C_{17} = 0.01 μF carta: C_{18} = 120 pF ceramico: C_{19} = 75 pF ceramico: C_{20} = 100 pF: C_{21} = 50 pF ceramico: C_{22} = 28 pF variabile: C_{23} = 2 × 70 pF mica: C_{24} = 0,006 μF: C_{25} = 0,02 μF: C_{26} = 100 pF mica: C_{27} = 0,006 μF: C_{28} = 0,02 μF: C_{29} = 0,1 μF: C_{30} = 0,004 μF: C_{31} = 3.000 μF, elettrolitico 3 V: C_{32} = 0,1 μF: C_{33} = 0,35 μF 30 V: C_{36} = 30 μF 30 V: C_{37} = 30 μF 150 V: C_{38} = 300 μF 15 V.: C_{39} = 0,07 μF: C_{40} = 0,6 μF; C_{41} = 0,5 μF. VB_1 = vibratore sincrono a 2 V: VB_2 = vibratore asincrono con bobina di eccitazione che può funzionare da 5 a 15 V. RECT, 1 e 2 = raddrizzatori al selenio 0,5 V 1,5 A.

(*P. Soali*)

0340 – ***Sigg. S. Ardito – Pagnacco; G. Rossi – Genova.***

D. Chiedono lo schema elettrico di un oscillografo particolarmente studiato per la riparazione dei ricevitori TV.

R. L'oscilloscopio di cui alla figura 1 è stato particolarmente studiato per la riparazione e la messa a punto dei televisori e dei radio ricevitori dalla Philips.

Analizziamo brevemente il circuito: *alimentatore*. I raddrizzatori al selenio G_1 e G_2 raddrizzano le due fasi e forniscono ai capi di C_{32} una tensione continua di 250 V. Tramite R_{37} e G_4, anche C_{33} è caricato al valore di questa tensione, inoltre dal partitore R_{35}, R_{36} viene portata su G_4 anche una tensione alternata per cui, in definitiva, ai capi di C_{33}, sarà presente una tensione di 400 V. La tensione negativa per la griglia controllo del tubo catodico, è ottenuta tramite G_3. R_{40} è un potenziometro che serve per la regolazione della luminosità, mentre R_{39} ha il compito di regolare la messa a fuoco. *Amplificatore verticale*. Comprende i tubi V_2, V_3, V_4. Il primo è montato in un amplificatore tipo Cathode follower ed è incorporato nella sonda di misura. All'ingresso di tale valvola è inserito un attenuatore fisso (20 dB) formato da R_6 e da un correttore capacitativo C_6-R_7 che può essere incluso mediante S_1.

Il regolatore di altezza del segnale è R_{12}. Gli stadi amplificatori sono dimensionati in modo da avere una banda passante abbastanza ampia. I condensatori C_9 e C_{11}, in parallelo a R_{14} e R_{17}, annullano, alle frequenze elevate, la controreazione su queste resistenze catodiche. Lo sfasamento è prodotto dal triodo della ECF80 in modo da avere sulle placchette di deviazione D_1-D'_1 le tensioni simmetriche necessarie. La sen-

Fig. 1/0340

Ubicazione componenti sotto lo chassis

Fig. 2/0340

Ubicazione componenti sopra lo chassis

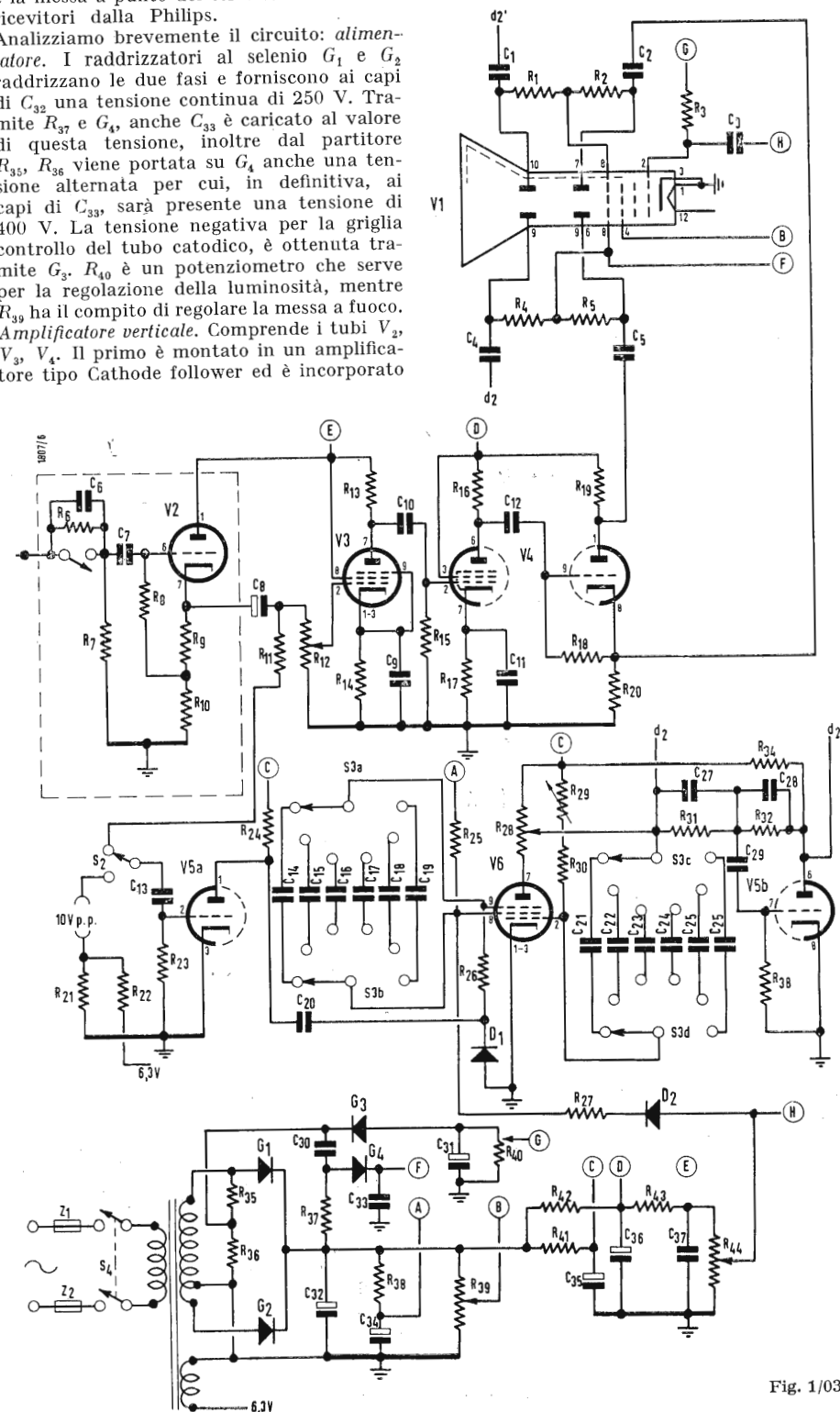
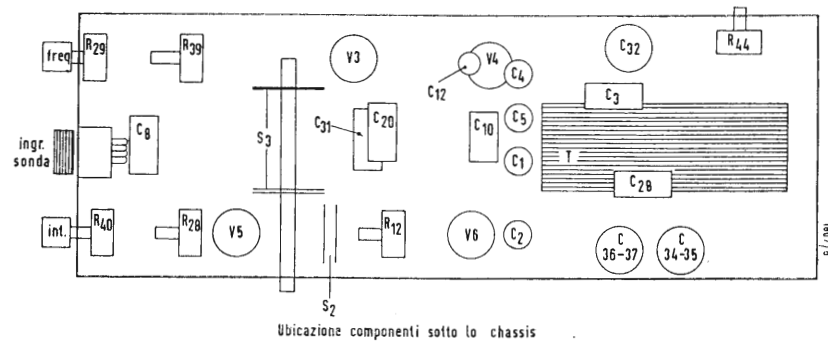
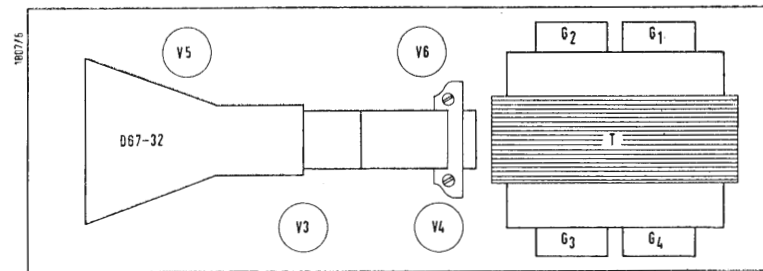



Fig. 3/0340

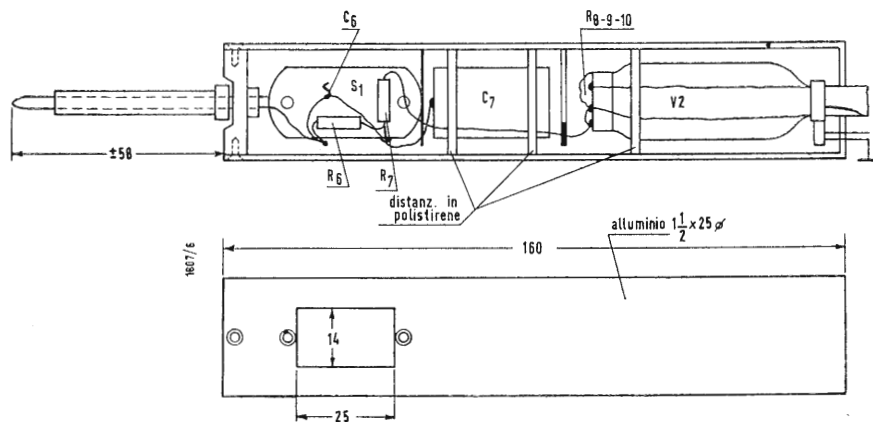



Fig. 4/0340

sibilità è di 110 mV/cm e la banda passante va da 1 Hz a 3 MHz.

Base dei tempi. È ottenuta mediante un circuito *Transitron-Miller* con una valvola EF80 (V_6). D_2 è collegato direttamente al regolatore di ampiezza del segnale R_{28}, mentre il segnale a dente di sega, dopo essere stato ruotato di fase da V_{ib}, viene applicato a D_2. Il segnale di sincronizzazione interna viene prelevato prima di R_{12} in modo da rimanere di valore costante quando si varia l'altezza del segnale da esaminare. Se S_2 è portato nell'altra posizione, la sincronizzazione può essere effettuata da un segnale esterno oppure dalla frequenza di rete previo cortocircuito delle prese, per le sincronizzazione interna e per il prelievo di 10 V pp. Il raddrizzatore D_1 fa in modo che alla griglia soppressore di V_6 pervengano soltanto le fasi negative del segnale di sincronismo. In parallelo a D_1 viene collegata una resistenza da 10 kΩ (che non è riportata sullo schema) la quale ha il compito di limitare la tensione e di impedire in tal modo una sovramodulazione della griglia di soppressione.

I condensatori inclusi successivamente (da C_{14} a C_{19}) regolano la costante di tempo dell'oscillatore transitron mentre quelli da C_{21} a C_{26} inclusi simultaneamente determinano la frequenza del dente di sega dell'integratore di Miller. R_{29} consente la regolazione fine della frequenza. Essa è variabile in sei scatti da 20 Hz a 16 kHz.

Il tubo a raggi catodici DG_7-$_{32}$ può lavorare con una tensione di soli 400 V. Uno strato conduttore che riveste la superficie interna dello schermo è collegato all'elettrodo acceleratore cosicchè si può fare a meno di collegare quest'ultimo a massa, evitando inoltre la distorsione dell'oscillogramma all'avvicinarsi della mano, anche nel caso che l'anodo e le placchette deflessive siano ad un potenziale di 400 V rispetto a massa. Si può anche collegare a massa il catodo del tubo ciò che facilita il montaggio della sezione alimentatrice e rende superfluo un avvolgimento separato e ben isolato per l'accensione del tubo stesso.

COMPONENTI: *Trasformatore di alimentazione*: secondario 2 × 250 V e 6,3 V. Dimensioni del nucleo: 50 mm × 75 mm. Altezza nucleo: 26 mm. Larghezza gamba centrale: 25 mm. Avvolgimento primario (per 220 V): spire 1760 filo da 0,2 rame smaltato. Avvolgimento secondario (2 × 250 V): spire 2 × 2200 filo da 0,12 rame smaltato. Avvolgimento secondario (6,3 V): spire 55 filo da 0,8 rame smaltato.

Tubi V_1 = DG7/32, V_2 = EC92; V_3 = EF80; V_4 = ECF80; V_5 = ECC81; V_6 = EF80. D_1, D_2 = OA85, G_1, G_2, G_3, G_4 = raddrizzatore al selenio. R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_8, R_{15}, R_{23}, R_{31} = 1 MΩ ½ W; R_6, R_{18}, R_{33} = 10 MΩ ½ W; R_7, R_{32} = 1,2 MΩ ½ W; R_9 = 330 Ω ½ W; R_{10}, R_{11}, R_{27} = 10.000 Ω ½ W; R_{12} = 10.000 Ω pot. lin.; R_{13}, R_{16} = 5600 Ω 1 W; R_{14}, R_{17} = 220 Ω ½ W; R_{19}, R_{20} = = 10.000 Ω 1 W; R_{21} = 340 Ω ½ W (2 × 680 in par.); R_{22} = 270 Ω ½ W; R_{24} = 82.000 Ω ½ W; R_{25} = 27.000 Ω ½ W; R_{26}, R_{34} = = 100.000 Ω ½ W; R_{28} = 30.000 Ω pot.

lin.; R_{29} = 2 MΩ pot. lin.; R_{30} = 470.000 Ω 1 W; R_{35} = 56.000 Ω ½ W = 10 %; R_{36} = = 82.000 Ω ½ W 10 %; R_{37} = 560.000 Ω ½ W; R_{38}, R_{41} = 2200 Ω ½ W; R_{39} = 1 MΩ pot. lin.; R_{40} = 200.000 Ω pot. lin.; R_{42} = = 3300 Ω 1 W; R_{43} = 8200 Ω 1 W; R_{44} = = 100.000 Ω pot. lin.; C_1, C_2, C_4, C_5, C_7, C_{10}, C_{30}, C_{33} = 0,1 μF 500 V; C_3, C_{29} = 0,047 μF 500 V; C_6 = 2 pF trimmer; C_8 = 25 μF 50 V; C_9, C_{11} = 220 pF 350 V ceramico; C_{12} = 0,047 μF 500 V; C_{13} = 1800 pF 350 V ceramico; C_{14} = 0,015 μF 500 V; C_{15}, C_{21} = 4700 pF 500 V; C_{16}, C_{32} = 1500 pF 500 V mica; C_{17}, C_{23} = 470 pF 500 V mica; C_{18}, C_{24} = 150 pF 500 V mica; C_{19}, C_{25} = 47 pF 500 V mica; C_{20} = 0,01 μF 350 V ceramico; C_{26} = 15 pF 500 V mica; C_{27}, C_{28} = 33 pF 500 V ceramico; C_{31} = 5 F 100 V; C_{32} = = 25 μF 350 V; C_{34}, C_{35} = 25 + 25 μF 350 V; C_{36}, C_{37} = 25 + 25 μF 350 V. Z_1, Z_2 = fusibili da 0,5 A. (*P. Soati*)

0341 – *Richiedenti diversi*

D. Si richiedono delucidazioni sul ricevitore militare UKW-E.e.

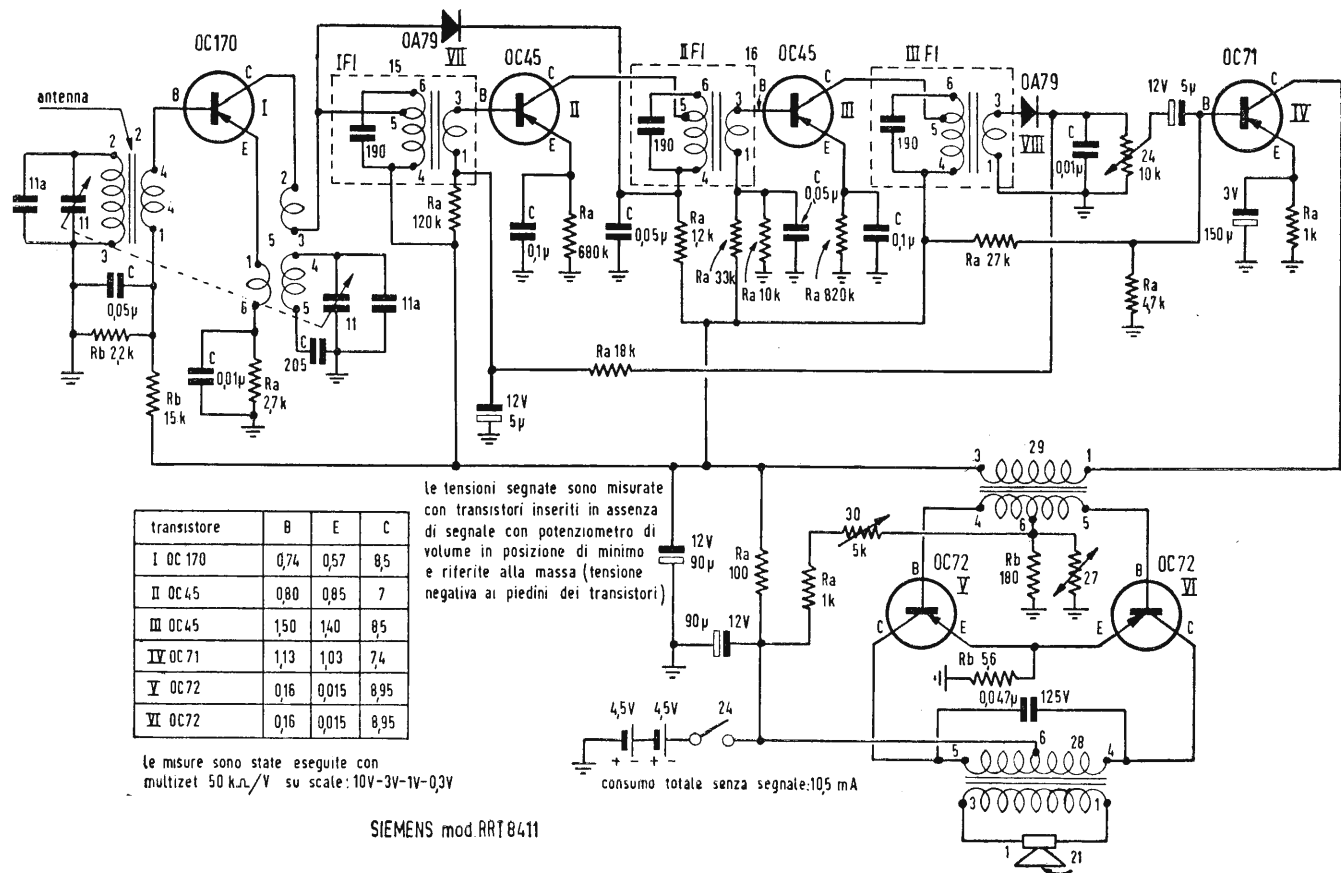
R. L'apparecchio del surplus tedesco UKW-E.e., molto diffuso in Italia, ed il cui schema è quello di figura 1, è adatto a coprire la gamma compresa fra i 27,15 MHz ed i 33,45 MHz (9-11 metri). I tubi usati sono tutti dello stesso tipo RV12P4000. Il valore della media frequenza è di 3030 kHz, la sensibilità di circa 3 μV. L'alimentazione dei filamenti è di 12 V e quella anodica 130 V 26 mA. I collegamenti sono disposti come segue: Piedini 1 e 2 12 V 1,6 A corrente continua o alternata; piedino 4 positivo 130 V corrente continua; piedino 5 negativo anodica.

Si tratta di un buon ricevitore le cui caratteristiche possono essere notevolmente migliorate se usato come convertitore unitamente ad un altro ricevitore professionale, sintonizzato sulla frequenza corrispondente al valore della media frequenza, cioè 3030 kHz. A questo scopo è sufficiente togliere il tubo rivelatore V_9 ed il tubo finale V_{10}, collegando con filo coassiale schermato il contatto di griglia del tubo rivelatore (dips valvola) con la presa di aereo del secondo ricevitore tramite una capacità di 5 pF.

Il valore dei vari componenti è il seguente: C_1 = 50 pF; C_2 = 4,5 pF; C_3 = 100 pF; C_4, C_5 = variabile; C_6 = 15 pF; C_7 = 2000 pF; C_8 = 1000 pF; C_9 = variabile; C_{10} = = 0,05 μF; C_{11} = 0,01 μF; C_{12} = 5 pF; C_{13} = 5 pF; C_{14} = 100 pF; C_{15} = 0,05 μF; C_{16} = 0,01 μF; C_{17} = 100 pF; C_{18} = 100 pF; C_{19} = 100 pF; C_{20} = 0,05 μF; C_{21} = 0,05 μF; C_{22} = 0,05 μF; C_{23} = 100 pF; C_{24} = = 100 pF; C_{25} = 0,05 μF; C_{26} = 0,05 μF; C_{27} = 0,05 μF; C_{28} = 100 pF; C_{29} = 500 pF; C_{30} = 100 pF; C_{31} = 0,05 μF; C_{32} = 200 pF; C_{33} = 200 pF; C_{34} = 0,01 μF; C_{35} = 0,5 μF; C_{36} = 0,5 μF; C_{37} = 2000 pF; C_{38} = 0,5 μF; C_{39} = 2000 pF; C_{40} = 2000 pF; C_{41} = 100 pF; C_{42} = 10 pF; C_{43} = variabile; C_{44} = 5-15 pF; C_{45} = 5-15 pF; C_{46} = 2000 pF; C_{47} = 5-15pF; R_1 = 1 MΩ; R_2 = 100.000 Ω; R_3 = = 50.000 Ω; R_4 = 50.000 Ω; R_5 = 1000 Ω; R_6 = 30.000 Ω; R_7 = 1000 Ω; R_8 = 30.000 Ω; R_9 = 1 MΩ; R_{10} = 150 Ω; R_{11} = 2000 Ω; R_{12} = 15000 Ω; R_{13} = 50.000 Ω; R_{14} = 1000 Ω; R_{15} = 500 Ω; R_{16} = 50000 Ω; R_{17} = = 100.000 Ω; R_{18} = 15000 Ω; R_{19} = 1000 Ω; R_{20} = 1 MΩ; R_{21} = 1 MΩ pot.; R_{22} = = 300.000 Ω; R_{23} = 1 MΩ; R_{24} = 1 MΩ; R_{25} = 50.000 Ω; R_{26} = 100 Ω; R_{27} = 1 MΩ; R_{28} = 8000 Ω; R_{29} = 100 Ω; R_{30} = 1500 Ω; R_{31} = 50.000 Ω. (*P. Soati*)

Fig. 1 341

Schema elettrico del radioricevitore transistorizzato GRUNDIG mod. Solo-Boy 201

transistore	B	E	C
I OC 170	0,74	0,57	8,5
II OC45	0,80	0,85	7
III OC45	1,50	1,40	8,5
IV OC 71	1,13	1,03	7,4
V OC72	0,16	0,015	8,95
VI OC72	0,16	0,015	8,95

Schema elettrico del radioricevitore transistorizzato SIEMENS mod. RRT 8411